

Universidade Federal da Bahia
Escola Politécnica
Departamento de Engenharia Elétrica
Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica
CMEE-DEE-EP-UFBA



Método para caracterização em freqüência de redes aéreas de distribuição primária visando a utilização da tecnologia PLC

Gabriel Rebouças Fernandes

Orientador: Prof. Dr. Luiz Alberto Luz de Almeida
Co-orientador: Prof. Ph.D. Antonio Cezar de Castro Lima

Dissertação de Mestrado
apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFBA (Área de concentração: Processamento de sinais) (Área de concentração: Telecomunicações) como requisito parcial a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Número de ordem PPGEE:
Salvador, BA, agosto de 2009

Divisão de Serviços Técnicos

Catalogação da publicação na fonte. UFBA / Biblioteca Central

Fernandes, Gabriel Rebouças.

Método para caracterização em freqüência de redes aéreas de distribuição primária visando a utilização da tecnologia PLC / Gabriel Rebouças Fernandes - Salvador, BA, 2009

223p.

Orientador: Prof. Dr. Luiz Alberto Luz de Almeida

Co-orientador: Prof. Ph.D. Antonio Cezar de Castro Lima

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal da Bahia. Escola politécnica. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

BA/UF/ CDU

Método para caracterização em freqüência de redes aéreas de distribuição primária visando a utilização da tecnologia PLC

Gabriel Rebouças Fernandes

Dissertação de Mestrado aprovada em 14 de agosto de 2009 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Dr. Luiz Alberto Luz de Almeida (orientador) .... DEE/UFBA

Prof. Ph.D. Antonio Cezar de Castro Lima (co-orientador) ...... DEE/UFBA

Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa .... DEE/UFRN

Prof. Dr. Osvaldo Pedreira Paixão .... DEE/UFBA

Dedico este trabalho a minha família. Vocês são meu norte e a minha razão.

Agradecimentos

⟶ À Deus e a minha família, especialmente à minha mulher Joelma, meu filho Rafael, à minha mãe, meu pai e minhas irmãs pelo apoio espiritual.

⟶ À minha falecida vó Zenaide por todos os valores que me ensinou.

⟶ Aos amigos e sócios da NNSolutions e ao colega Omar Chura cujo trabalho e irreverência foram essenciais para superar os momentos mais difíceis, pela fé que tiveram em mim quando eu a perdi.

⟶ A todos os meus colegas e amigos que trabalharam comigo nas diversas etapas diferentes do projeto PLC COELBA.

⟶ Aos meus ex-alunos, que me ensinaram muito sobre o ser humano.

⟶ Ao professor Luiz Alberto Luz de Almeida pela confiança.

⟶ Ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia por ceder o espaço físico e parte dos equipamentos necessários para a realização deste trabalho.

⟶ À COELBA e ao LACTEC, pelo apoio material às pesquisas.

⟶ À todos os colegas que contribuíram com este trabalho, tornando mais agradáveis as horas no laboratório e enriquecendo o resultado com observações pertinentes.

Resumo

Este trabalho trata sobre o problema de estimar funções de transferência ponto a ponto para sinais de até 10MHz em alimentadores da rede de distribuição primária em média tensão. Esta previsão é feita com o objetivo de utilizar estes mesmos para a comunicação PLC.

Apesar da tecnologia PLC ser uma idéia antiga, a disseminação para aplicações em banda larga e a atribuição de novas funcionalidades em banda estreita é recente. A partir dos anos 90 um grande esforço vem sendo empreendido para melhor caracterização dos canais que se formam nas redes elétricas, principalmente no contexto das redes domésticas de baixa tensão (BT). Um grande número de projetos piloto aconteceram principalmente na Alemanha, China e Inglaterra entre outros. Atualmente a tecnologia para (BT) avançou, tornando-se consolidada e difundida, já contando com um grande número de fabricantes em todos os elementos essenciais. O aproveitamento da rede de distribuição primária (RP) para realização do backbone digital para estes equipamentos é uma opção já implementada, apesar do menor número de fabricantes interessados e soluções disponíveis.

Os modelos para as funções de transferência (FT) dos canais PLC, quando disponíveis ajudam a alocação otimizada da potência no espectro, com uso de mínima potência necessária, reduzindo o custo dos transmissores e evitando possíveis interferências com outros sistemas. Quando se trata de PLC em alimentadores da rede de distribuição primária, há uma relativa escassez de modelos na literatura para freqüências acima de $1MHz$.

Neste texto é proposto um método que utiliza conjuntamente: as existentes teorias de transmissão em linhas com multicondutores (MTL) “Multiconductor Transmission Lines”e de análise nodal; modelos propostos na literatura para os transformadores de distribuição e para as perdas no solo considerando sempre sinais de até 10MHz.

A novidade nesta proposta é a integração das teorias citadas em um algorítmo de encadeamento matricial capaz estimar o comportamento do sinal PLC em um alimentador completo. Os parâmetros das linhas, topologias dos alimentadores, cargas conectadas e afins, são carregados a partir de bases de dados pré existentes ou calculadas pelo software.

O aproveitamento direto dos banco de dados utilizados pelas companhias de fornecimento de energia é um aspecto positivo. Neste texto são apresentadas todas as teorias matemáticas necessárias para a derivação dos algorítmos assim como alguns resultados de sua aplicação.

Palavras-chave: Comunicação pela rede elétrica, Transmissão em multicondutores, Encadeamento matricial, Rede de distribuição.

Abstract

This work deals with the problem of forecasting point to point transfer functions for signals of operating frequencies under 10MHz, in feeders in the Medium Voltage supply network.

Although PLC is an old idea, the dissemination of technology for broadband and also the attribution of new functionalities in narrow band is relatively recent. Beginning in the ninety's, a great effort was undertaken for better characterization of the created channels in the electric nets, mainly in the context of the domestic nets in low voltage. A great number of pilot projects did happened mainly in Germany, China and England among other Countries. Currently the technology for low voltage has advanced, becoming consolidated and spread out, already counting on a great number of manufacturers in all its essential elements.

The exploitation of primary distribution networks for accomplishment of digital backbone for these equipment is now an already implemented option; although, there is a minor number of interested manufacturers and available solutions for medium voltage. For the forecasting of the high-frequency transfer functions in BT there are a great gamma of available models.

When we deal with PLC in secondary distribution feeders, there is a relative scarcity of literature models. This models could help the optimized allocation of the power in the spectrum, with use of minimum necessary power, reducing the cost of the transmitters and preventing possible interferences with other systems, or previewing the correct deployment and final capacity of a system.

In this text, a method to simulate the channel, based on the existing theory of multiconductors transmission lines (MTL) and nodal analysis, is proposed. Literature models are considered for distribution transformers and for the high-frequency losses in the ground. The novelty in this proposal is the integration of this cited theories in an algorithm that carries all the necessary ordered matrical chaining in the MATLAB. It is capable of predicting the behavior of PLC signals in a complete feeder. The parameters of the lines, wires, connecting topologies, loads and else are read from tables and calculated if necessary. The tables are generated by the actual data base systems, currently used by energy suppliers. In this text, all the necessary mathematical theories used in derivation of the algorithms as well as some important or specific results are presented.

Keywords: PowerLine Communication, Multiconductors Transmission Lines, matrical chaining, Distribution Feeders, Medium Voltage.

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Abreviaturas

No caso de abreviaturas internacionalmente conhecidas, optou-se por manter as mesmas em inglês.

ACSR	Condutores nús de alumínio com alma de aço.
AEG	“Allgemeine Elektricitäts Gesellschaft”.
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica.
ASK	“Amplitude Shift Key”, Modulação baseada no chaveamento de amplitude.
BPL	“Broadband Power Line”, PLC utilizando banda larga.
BPSK	“Binary Phase Shift Key”, Modulação binária por chaveamento de fase.
BT	Baixa tensão.
CFS	“Carrier Frequency system”.
CENELEC	“Comité Européen de Normalisation Electrotechnique”.
CETIC	Centro de Estudos sobre as Tecnologias da Informação e Comunicação.
CISPR	“Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques”.
COELBA	Companhia de Eletricidade do Estado da Bahia.
CTP	“Carrier Transmission over Power lines”
EPR	Etileno propileno.
FPGA	“Field Programmable Gate Array”.
FT	Função de transferência.
GPRS	“General Packet Radio Service”.
GPS	“Global Positioning System”.
GEOREDE	Software para georeferenciamento da rede elétrica.
IBGE	Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística.
IEC	“International Electrotechnical Commission”.
IEEE	“Institute of Electrical and Electronic Engineers”.
ITU	“International Telecommunications Union”.
LAN	“Local Area Network”.
LPTV	“Linear Periodically Time Variant”.
MAC	“Medium Access Control”camada para controle de acesso ao meio.
MATLAB	Software de análise matemática, numérica e simbólica.
MT	Média Tensão.
MTL	“Multiconductor transmission Lines”.
NB	“ Narrow Band”, banda estreita.
OFDM	“Orthogonal Frequency Division Multiplexing”.
OPLAT	“Ondas Portadoras em Linhas de Alta Tensão”.
PLC	“Power Line Communications”, tecnologia para comunicação pela rede elétrica.
QPSK	“Quadrature Phase Shift Key”.

RCS	“Ripple Carrier Signaling”.
RP	Rede Primária de distribuição.
SQL	“Standard Query Language”.
TP	Transformador de potencial.
UFBA	Universidade Federal da Bahia.
XDSL	Protocolo da categoria “Digital Subscriber Line”.
XLPE	Condutores isolados com polietileno reticulado.

Lista de Símbolos

j	Constante imaginária igual a $\sqrt{-1}$.
k	Relativo ao número do condutor considerado.
$\acute{\mathbf{Y}}$	Matriz de admitâncias por metro na linha com múltiplos. condutores.
$\acute{\mathbf{Z}}$	Matriz de impedâncias por metro na linha com múltiplos condutores.
$\mathbf{Y}$	Matriz nodal de admitâncias.
$\mathbf{Z}$	Matriz nodal de impedâncias.
$\mathbf{T}$	Matriz de transmitância.
$\mathbf{A}$	Quadrante esquerdo superior da matriz de transmitância.
$\mathbf{B}$	Quadrante direito superior da matriz de transmitância.
$\mathbf{C}$	Quadrante esquerdo inferior da matriz de transmitância.
$\mathbf{D}$	Quadrante direito inferior da matriz de transmitância.
$\vec{I}$	Vetor com todos os fasores de corrente na linha com múltiplos condutores.
$\vec{V}$	Vetor com todos os fasores de tensão na linha com múltiplos condutores.
$\vec{F}$	Vetor contendo todos os fasores de tensão e corrente em um dado ponto.
$\vec{i}$	Correntes instantâneas à uma altura da linha com múltiplos condutores.
$\vec{v}$	Tensões instantâneas à uma altura da linha com múltiplos condutores.
ω	Frequencia angular expressa em rad/s.
f	Frequência expressa em Hz.

$H(f)$ Função de transferência em f.

$\vec{v}(z,t)$ Vetor representando as tensões instantâneas em todos os N condutores na posição z e no instante t.

$v_k(z,t)$ Tensão instantânea entre o condutor k e o condutor referência, na posição z e no instante t.

$\vec{i}(z,t)$ Vetor representando as correntes instantâneas em todos os N condutores na posição z e no instante t.

$i_k(z,t)$ Corrente instantânea no condutor k, na posição z e no instante t.

$\vec{V}(z,\omega)$ Vetor representando os fasores de tensão RMS em todos os N condutores na posição z, para a frequência em radianos ω.

$V_k(z,\omega)$ Fasor de tensão RMS entre o condutor k e o condutor referência, na posição z, para a frequência em radianos ω.

$\vec{I}(z,\omega)$ Vetor representando os fasores de corrente em todos os N condutores
na posição z para a frequência em radianos ω.

$I_k(z,\omega)$ Fasor de corrente no condutor k na posição z, para a frequência em radianos ω.

$\mathbf{P}$ Matriz de Propagação

$\mathbf{Z_C}$ Matriz de impedâncias características

$\mathbf{Y_C}$ Matriz de admitâncias características

ρ Matriz de coeficientes de reflexão

τ Matriz de coeficientes de transmissão escalar.

Conteúdo

Capítulo 1

Introdução

"Power line communication"(PLC) é a tecnologia associada ao uso de redes elétricas de distribuição e transmissão, para a transferência de informação. Apesar de atual e atraente, esta idéia é antiga, data do inicio do século XIX. Apesar disso,sua popularização é recente, porque apenas a duas décadas a evolução da eletrônica e das técnicas de processamento digital de sinais fizeram dela um negócio capaz de atrair investimentos sólidos.

Com múltiplas tomadas em cada cômodo, sala, galpão,etc... os cabos de energia representam a rede universalmente presente nas construções civis antigas e atuais. Usar a infra-estrutura já existente para permitir o tráfego de dados permite diversos benefícios: o primeiro é que não há necessidade de recabeamento da casa, prédio ou fábrica; segundo, a imensa maioria dos equipamentos a fazer parte da rede já está conectada a rede elétrica. Então, estabelecer as interconexões de dados torna-se tão simples quanto plugar o equipamento na tomada.

A tecnologia em questão está amplamente alinhada com o esforço de "inclusão digital"do governo brasileiro, sendo uma alternativa interessante às localidades carentes de infraestrutura de telefonia. Como existem programas de metas para que a quase totalidade dos lares nacionais, num breve espaço de tempo, possuam acesso ao fornecimento de energia elétrica "Luz para todos", os dois programas podem ser associados: Uma iniciativa de utilização da rede elétrica como meio de transmissão digital poderia incluir automaticamente o acesso digital aos usuários beneficiados pela energia.

As redes de energia são concebidas para a transmissão de potência em 50 ou 60 Hz. O uso deste meio para comunicação em freqüências mais altas representa o enfrentamento de um grande número de desafios técnicos. Os cabos são de um número muito variado de técnicas construtivas e diâmetros, as redes elétricas domésticas normalmente são conectadas sem nenhuma preocupação com casamentos de impedância, impedâncias de terminação ou impedâncias características. Isto acontece por que as dimensões físicas das redes domésticas são pequenos quando comparados com o comprimento de onda a 50Hz ou 60Hz.

A resposta de amplitude e fase da rede elétrica pode variar largamente com a freqüência. Em algumas freqüências o sinal pode chegar no receptor com pouca ou nenhuma perda enquanto em outras o sinal pode estar abaixo do patamar de ruído. Ainda mais, as características do canal podem variar no tempo junto com a conexão e desconexão das cargas na rede.

As redes também podem ser afetadas por interferência: eletrodomésticos com motores

de escova, fontes chaveadas, inversores, lâmpadas halógenas, todos estes entre outros produzem ruído na rede nas freqüências dos sinais comunicantes e podem diminuir a confiabilidade da comunicação. As redes podem apresentar altas atenuações que são dependentes dos pontos de conexão dos transceptores assim como da intensidade do ruído. Além disto, pelo comprimento que os cabos apresentam, eles podem se comportar como antenas, com a captação e a emissão de sinal interferente, fazendo com que algumas freqüências não possam ser utilizadas por apresentarem problemas de compatibilidade com alguns sistemas rádio.

1.1 Motivação

Inclusão digital em regiões remotas

O grande e principal motivo de atratividade da tecnologia PLC é a não necessidade de disposição de uma nova infraestrutura, além da rede elétrica já existente, para possibilitar o tráfego de dados.

O Brasil apresenta muitas regiões com baixa renda per capita e distantes de grandes centros econômicos. Nestas zonas e também nas zonas rurais é muito comum que as vilas, fazendas e povoados tenham acesso a rede de energia elétrica, mas não tenham à rede de telefonia. A tabela 1.1 do IBGE demonstra a grande capilaridade da rede elétrica.

Tabela 1.1: Percentual de lares brasileiros com energia elétrica, Fonte: http://www.ibge.gov.br/series_estatisticas/

Ano	Percentual de lares com acesso a energia elétrica.
1992	88,8%
1993	90,0%
1995	91,8%
1996	92,9%
1997	93,3%
1998	94,2%
1999	94,8%
2001	96,0%
2002	96,7%
2003	97,0%
2004	97,4%
2005	97,7%
2006	98,1%
2007	98,5%

A pesquisa “TIC Domicílios 2008”realizada pelo Centro de Estudos sobre as Tecnologias da Informação e da Comunicação (CETIC.br) revela que:

- 25% do total de domicílios brasileiros têm computador, mas apenas 18% têm acesso a internet.
- 28% das familias nas cidades possuem um PC mas apenas 4% das famílias do campo.
- 20% dos lares urbanos estão conectados, mas apenas 4% na zona rural.
- As LAN houses são a principal alternativa de conexão a internet no Brasil. Para 48% dos entrevistados.

O dado mais claro desta pesquisa é que na zona rural o percentual de acesso a internet é mínimo. É mínimo por conta do baixo poder aquisitivo desta população, mas principalmente pela inexistência de alternativas locais disponíveis.

O acesso a internet atinge um quarto dos lares e a rede de energia está presente em 98,5% dos lares. Uma idéia "conseqüente"da análise destes dois conjuntos de dados é a sugestão do PLC como alternativa para o acesso a internet e a informação para estas regiões remotas.

Backbone de média tensão

Para que a informação possa ser distribuída via PLC de baixa tensão em localidades remotas é necessária a utilização de uma outra rede de telecomunicações que deve servir de tronco para o estabelecimento do enlace de longa distância.

As alternativas principais para este enlace são a propria rede de telefonia, se esta é disponível na localidade, ou a utilização de comunicação via satélite. Mas a primeira alternativa nem sempre é possível e a segunda alternativa tem custo elevado. Uma terceira alternativa, natural e viável, é a utilização das próprias linhas de transmissão de energia elétrica de média ou alta tensão para desempenhar esta tarefa.

Um dos problemas que refreiavam a consideração desta alternativa foi a baixa taxa de sucesso que os primeiros ensaios de transmissão em banda larga em média tensão apresentaram inicialmente e também a necessidade de mitigar possíveis interfêrencias geradas no espectro de rádio de ondas curtas [Martinhão 2007]. Atualmente, técnicas avançadas de codificação , controle de potência e de freqüência que foram desenvolvidas (alguns destes protocolos se encontram listados no apêndice C). Mesmo assim, alguns elementos normalmente presentes na rede ainda dificultam o processo de comunicação, como por exemplo as próprias lâmpadas halógenas e os transformadores de distribuição.

Uma ferramenta capaz auxiliar a geração de parâmetros indicativos sobre as possibilidades, custos e riscos de implantação de um "Backbone"de média tensão em uma estrutura ou conjuntura particular seria útil para companhias de fornecimento de energia interessadas em oferecer serviços de infraestrutura de telecomunicações.

PLC para operação e manutenção de rede elétrica

Outra possibilidade, já empregada pelas companhias de energia, é a transmissão de dados, utilizando PLC, para realização de atividades de telecomando, telecontrole e telesupervisão.

Investigação brasileira sobre PLC

Um grande número de projetos de pesquisa e desenvolvimento com foco na tecnologia PLC tiveram início no Brasil desde de 2002, alguns estão listados na seção A.8.2. Estes projetos são financiados pelas companhias brasileiras de energia que recebem incentivo da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). Tal conjuntura demonstra o grande interesse, ainda atual, de incentivo estatal e particular ao desenvolvimento e implementação da tecnologia PLC de maneira mais ampla.

Orientação à concepção de acopladores para MT

A companhia de eletricidade do estado da Bahia (COELBA), nos anos de 2007 à 2008 realizou, em cooperação com a Universidade Federal da Bahia (UFBA) uma investigação. O projeto de pesquisa visava a implementação de uma rede de sensores na infraestrutura de rede aérea de distribuição primária. Estes sensores deveriam ter como possibilidade a comunicação PLC. O grande motivador para o desenvolvimento deste trabalho foi a necessidade de encontrar uma ferramenta capaz de fornecer parâmetros básicos para orientar a concepção adequada de um sistema de acoplamento de sinais adequado.

1.2 Objetivos

O objetivo, aqui definido, é a concepção e estabelecimento das bases necessárias para a implementação de uma ferramenta capaz de auxiliar a estimação de parâmetros importantes da resposta em freqüência dos canais PLC que se formam quando são utilizadas as redes aéreas de média tensão para fins de comunicação. Os parâmetros são: A atenuação nas diferentes freqüências e a resposta de fase entre dois pontos quaisquer do alimentador, assim como a impedância complexa enxergada pelo transmissor nas diferentes freqüências.

Atualmente, as fornecedoras de energia utilizam ferramentas de cadastro, possuindo bancos de dados que contem registro dos elementos em sua infraestrutura de fornecimento. Sendo este cadastro o primeiro avanço, o segundo foi tornar georeferenciados os bancos de dados, graças ao declínio do custo de utilização da ferramenta “Global Positioning System”(GPS).

Tomando como exemplo a Companhia de eletricidade do estado da Bahia (COELBA), esta possui uma base de dados SQL com o cadastro de grande parcela de sua rede de fornecimento. As posições georeferenciadas dos elementos podem ser visualizadas via interface gráfica com auxílio do software GEOREDE. Este mesmo software é capaz de exportar tabelas com os dados dos elementos da rede. Nestas tabelas está parte da informação necessária que pode ser usada para a derivação de modelos de altas freqüências.

A proposta é desenvolver um algorítmo em linguagem MATLAB capaz de realizar a leitura destes dados e gerar resultados suficientes para geração de um modelo adequado para altas frequências. A idéia é que os modelos obtidos possam ser utilizados com as seguintes finalidades.

Orientar a escolha da técnica de acoplamento

A ferramenta deverá poder ser utilizada auxiliar a seleção e o desenho adequado do sistema de acoplamento a ser utilizado para injeção do sinal comunicante numa rede de média tensão.

Para o máximo aproveitamento da potência de sinal gerada em um equipamento transmissor, é importante a preocupação com a impedância de saída enxergada pelo mesmo. No caso da comunicação PLC, devido as ramificações e descasamentos normalmente presentes, o comportamento mais comum é a ampla variação desta impedância com a freqüência. Mesmo assim, é possível identificar tendências de comportamento e valores médios apresentados. Estes valores são úteis no dimensionamento dos componentes por dar estimativa para as situações de campo típicas ou das extremas. As estimativas também permitem que, pelo menos para a tendência média, o acoplador realize o casamento de impedâncias.

Auxiliar a implementação de simulação de canal

Por permitir a obtenção de curvas de resposta em freqüência para pontos específicos em cada simulação para transmissor e receptor em um alimentador de média tensão. Estas curvas de resposta em freqüência podem ser utilizadas como parte integrante de modelos para canais possíveis.

Orientar o posicionamento dos transceptores

Para uma possível escolha de posicionamento, acoplamento e potência de um transmissor em um alimentador de média tensão (MT), a ferramenta desenvolvida deve tornar possível a estimação dos níveis de sinal manifestados em qualquer posição no mesmo alimentador. Também de ser capaz de estimar os níveis de potência de sinal nos receptores PLC, para uma configuração específica de rede elétrica, modo de acoplamento, impedâncias de acoplamento do receptor e nível de potência transmitida.

Estimar a influência dos parâmetros de uma rede específica

A ferramenta desenvolvida deverá ser útil para análises de configurações fictícias onde possam ser variados parâmetros como cabos, cargas conectadas, disposição dos condutores, topologia da rede.

Estimar possibilidade de implantação de redes PLC em MT

Por fim, o objetivo máximo é criar um mecanismo capaz de contribuir na estimação da possibilidade de estabelecimento de um enlace PLC em uma dada situação específica. Apesar do fato de que a comunicação PLC apresenta muitos fatores influenciadores que não podem ser controlados, no mínimo é possível fornecer as estimativas iniciais que são muito necessárias.

1.3 Investigação documentada sobre o canal PLC

Nesta seção um conjunto de trabalhos de relevância reconhecida é apresentado. Os objetivos destes trabalhos variam entre entre apresentar dados experimentais sobre os canais PLC, ou apresentar modelos para explicar estes canais. Estes modelos são baseados, ou na física das redes elétricas ou no próprio comportamento observado.

1.3.1 Modelos Estruturais vs. modelos comportamentais

Com relação aos esforços com objetivo de tentar descrever os canais de comunicação formados nas redes de energia catalogados na literatura, pode-se criar algumas classificações:

Quanto a caracterização do canal esta pode seguir duas linhas:

Comportamental ou "caixa preta" É uma abordagem "Top-down"primeiro são considerados os efeitos observados para posteriormente ser elaborado um modelo que os explique, a caracterização do canal é estatística e baseada em medições exaustivas. Não é possível definir modelos de referência de maneira ampla, pois existe uma infidade de topologias e casos de aplicação diferentes em todo o mundo. É útil para categorizar e informar os fenomenos mais observados. É a abordagem utilizada quando se lida com os efeitos aleatórios do canal, a exemplo do que é feito em relação ao ruído [Tao et al. 2006], e do que é feito em relação a canais de baixa tensão que podem ser extremamente complexos [Philipps 1998]

Estrutural ou "caixa branca" É uma abordagem do tipo "Bottom-up", a caracterização é concebida levando em consideração a física do sistema. Após a concepção do modelo, um conjunto limitado de medições ainda pode ser realizado visando o ajuste de parâmetros. Assim sendo aplicação da mesma filosofia para a obtenção do modelo em outras topologias é direta. Este tipo de abordagem foi aplicado às redes de média tensão alguns trabalhos, entre eles [Papazyan e Eriksson 2002], [Papazyan et al. 2004], [Hensen et al. 1999], [Xiaoxian et al. 2007], [Xiaoxian et al. 2008].

Quanto as características apresentadas, os modelos obtidos podem ser classificados em:

Estocásticos Estes modelos são derivados de uma caracterização comportamental do canal, a simulação resultante é realizada tendo como base a estatística do canal observado. São geralmente empregados para simular o comportamento do ruído, [Zimmermann e Dostert 2002*a*] ou também quando as redes atingem um nível muito grande de complexidade [Zimmermann e Dostert April 2002*b*].

Determinísticos São derivados da caracterização estrutural do sistema em questão. Primeiro é considerada física do sistema, a "rede de energia"a ser modelada. A informação prévia pode ser utilizada, como: tipo dos condutores, topologias de ligação, distância entre os condutores, comprimento das derivações, tipo das cargas, etc. O modelo é elaborado considerando-se as particularidades de uma situação específica, mas nada impede que seus blocos básicos sejam utilizados para extrapolar

os resultados em outras situações de uma maneira direta. Este tipo de modelo foi aplicado aos canais de baixa tensão [Banwell e Galli 2005], [Galli e Banwell 2005], [Galli e Banwell 2006] e são bastante úteis para os canais de média tensão [Hensen et al. 1999] que apresentam uma variação mais lenta.

Dentro dos modelos já desenvolvidos para expressar a função de transferência do canal PLC, duas linhas principais são as que tem encontrado mais aceitação; a que explora a característica dos multicaminhos presentes na rede PLC; cujo trabalho mais relevante é o apresentado em [Zimmermann e Dostert April 2002*b*] e a que explora a teoria de transmissão em linhas com multicondutores "Multiconductor Transmission Lines"(MTL) [Clayton 1994] cujos trabalhos mais relevantes são os apresentados em [Banwell e Galli 2005] e [Galli e Banwell 2005].

1.3.2 Modelos com característica estocástica

Serão apresentados a seguir resumos de trabalhos relevantes da literatura relativos ao desenvolvimento de modelos do tipo estocástico.

No trabalho [Ohno et al. 1998] é apresentada a dependência cicloestacionária do ruído nas linhas de baixa tensão com a onda de 60Hz ou 50Hz da rede. É mostrado que quando se considera uma faixa contínua de tempo o ruído da rede PLC apresenta uma distribuição não gaussiana, mas quando se considera apenas o mesmo instante em relação forma de onda em 60 ou 50Hz da rede elétrica o ruído se aproxima de um ruído gaussiano colorido.

No trabalho desenvolvido em [Brown 1998] e em [Ferreira et al. 24-27 Sept. 1996] são apresentados os fatores chave de uma comunicação em linhas de distribuição como sendo a topologia da rede, o ruído presente, a compatibilidade eletromagnética e os limites de potência impostos por norma.

No trabalho desenvolvido em [Philipps 1998] Alguns resultados para aferição de impedância de entrada da rede de baixa tensão são apresentados, assim como alguns resultados para a distribuição de potência de ruído de diversas fontes comuns de ruído em baixa tensão.

No trabalho desenvolvido em [Philipps 1999] é apresentada uma estratégia comportamental para caracterização do canal PLC baseada baseada num conjunto extenso de medições e no uso de algorítmos evolucionários para obtenção dos parâmetros. Ele mostra que apesar do canal apresentar variações estas são lentas o suficiente para que ele possa ser considerado quasi-estacionário. Apresenta também um modelo baseado em impedâncias série ressonantes. O mais importante neste artigo é o modelo para a função de transferência em freqüência baseado em "ecos". Este modelo é uma versão simplificada do modelo de multipropagações desenvolvido posteriormente em [Zimmermann e Dostert April 2002*b*].

O trabalho [Zimmermann e Dostert April 2002*b*] é o mais citado quando se considera modelos para a função de transferência em canais PLC para rede doméstica. Neste é apresentado um modelo para formação de canal baseado em múltiplas reflexões. Leva em consideração os coeficientes de reflexão e transmissão em cada junção causados pelos descasamentos encontrados. Também considera a atenuação e o atraso para cada frente

de onda. Basicamente o modelo utiliza simultaneamente em sua proposta a física das linhas de energia combinada com o comportamento observado.

Em [Cañete et al. 2000] Uma série de medições para os canais PLC em ambiente "indoor"é apresentada. São realizados cálculos sobre a capacidade de canal prevista nas situações observadas. Os resultados estão entre 45Mbps nas situações adversas e 200Mbps na melhor configuração para a banda até 30MHz. Estes resultados estão em completa concordância com o desempenho confirmado dos atuais tranceptores PLC de segunda geração Homeplug AV e DS2.

Em [Cañete et al. Feb. 2002] Um grande conjunto de medições nas redes de baixa tensão no ambiente doméstico é aferido. O modelo de multipropagações [Zimmermann e Dostert April 2002*b*] é utilizado como ferramenta para criar possíveis funções de transferência entre o transmissor e receptor e também entre as cargas, que são consideradas as principais fontes de ruído e o receptor. Assume-se que o canal é linear. O modelo é estocástico pois prevê uma estatística para a conexão e desligamento das cargas e tenta associar esta estatística com a influência resultante tanto na variação temporal da resposta em freqüência como na variação da densidade espectral de ruído e sua distribuição. Um dos dados interessantes apresentados é a densidade espectral de potência de ruído de cada aparelho eletrodoméstico.

Em [Canete et al. 2003] o modelo de [Cañete et al. Feb. 2002] é aprimorado, incluindo a variação estocástica devida a conexão e desconexão das cargas como também uma variação cicloestacionária do canal acompanhando a variação da tensão de 50 ou 60Hz neste trabalho é apresentada uma análise detalhada das capacidades de canal obtidas em duas situações principais, como também para um diferente número de portadoras OFDM com os resultados variando entre 45Mbps e 235Mbps para as técnicas de modulação e canais testados.

No trabalho desenvolvido em [Papaleonidopoulos et al. 2003] uma abordagem totalmente estatística é apresentada estudando a distribuição das amplitudes com relação aos intervalos de chegada das frentes de onda numa rede ramificada, isto é feito para diversas topologias em análise. O modelo proposto utiliza como base um modelo bastante similar ao modelo de multipropagação.

Em [M.Gotz et al. April 2004] uma análise detalhada concernente ao desempenho de várias técnicas de modulação frente a um emulador para o canal PLC de baixa tensão é realizada. Os modelos para o canal tentam abranger quatro situações típicas. As situações analisadas apresentam grande variação com relação a qualidade do canal observado, atestando a superioridade das técnicas multiportadoras em se tratando do canal PLC entre 0.5 MHz e 30MHz. Prevê capacidades de canal que podem alcançar 270Mbps.

Em [Corripio et al. 2006] e em [Sancha et al. 2007] é formalizada uma versão para um modelo de canal PLC indoor utilizando a teoria para canais lineares variantes periodicamente no tempo "linear periodically time variant"(LPTV), é assumido que a variação da tensão da rede afeta ciclicamente o canal enxergado pela comunicação PLC, pelo fato de que variação das impedâncias das cargas apresentam não linearidades e também pelo fato da variação cicloestacionária do ruído em relação a rede. É proposto neste trabalho um modelo tanto para as funções de tranferência de ruído quanto de sinal, um simulador foi implementado utilizando-se a linguagem C e propõe-se no texto a futura a implementação

de um emulador com a utilização de FPGA.

1.3.3 Modelos com característica determinística

Serão apresentados a seguir resumos de trabalhos relevantes da literatura relativos ao desenvolvimento de modelos do tipo determinístico.

No modelo desenvolvido em [Durbak e Stewart Apr. 1990] a teoria dos multicondutores é utilizada para solucionar o problemas de previsão do canal em sistemas CTP, mas é aplicada apenas com o objetivo de encontrar a matriz equivalente nodal de cada linha de transmissão, todas as matrizes nodais encontradas passam a compor uma grande matriz nodal que representa todo o sistema. O sistema resultante é resolvido para que se encontre a função de transferência entre transmissor e receptor.

No artigo [Celozzi e D'Amore 1991] a teoria MTL é apresentada como uma ferramenta interessante para modelar as linhas de distribuição tanto primárias como secundárias, com objetivo de transmitir sinais de comunicação em freqüências até 200kHz. Também é explorada a possibilidade de representação dos trechos de linha por matrizes de transmitância, mas para solucionar o sistema como um todo é utilizada uma matriz nodal que representa todo o sistema, esta matriz cresce com o crescimento do sistema. No texto é aventado que a tarefa de inversão desta matriz pode ser aliviada com algumas técnicas computacionais para matrizes esparças, mas mesmo assim ainda representando um grande custo computacional.

Em [Duval 1998] são utilizados métodos numéricos para previsão sobre os parâmetros por metro de linhas de transmissão com mais de um condutor numa configuração dada. É confirmado o fato de que a propagação em modo comum tem uma capacidade maior de gerar radiação não intencional. O campo elétrico de modo comum é calculado.

Em [Hooijen 1998*b*] uma análise relacionando as topologias das redes distribuição com os canais PLC que se formam é traçada.

Em [Calliacoudas e Issa 2002] a teoria MTL é utilizada na realização de um software capaz de estimar em uma freqüência e em um modo de transmissão as curvas de tensão e corrente de sinal desenvolvidas ao longo do condutor.

Em [Esmailian et al. 2002] a teoria clássica para linhas de transmissão para 2 condutores é utilizada para realização de um simulador de de canais PLC de baixa tensão, esta simulação prevê as topologias mais comuns para a ligação elétricas em construções de tamanho médio. De certa forma é uma maneira de se criar uma estatística sobre os canais observados, a partir de um conjunto muito grande de configurações possíveis simuladas. No mesmo trabalho é realizada um estudo sobre a capacidade dos canais observados na forma de uma função de densidade de probabilidade.

Em [Meng et al. 2004] são derivados os parâmetros por metro de uma linha de energia típica de uma rede doméstica em baixa tensão em Singapura, o modelo clássico para linhas de transmissão com dois condutores é aplicado. Os modelos finais para as matrizes de transferência baseiam-se nos parâmetros de espalhamento encontrados. O trabalho mostra previsões para as impedâncias de entrada na rede para altas freqüências e mostra um bom ajuste entre as curvas experimentais encontradas para a função de transferência e as previsões.

Nos textos apresentados em [Banwell e Galli 2005],[Galli e Banwell 2005] e [Galli e Banwell 2006] o trabalho desenvolvido é de extrema importância no âmbito dos modelos determinísticos relacionados previsão de funções de transferência formadas nos canais PLC. É realizada uma análise que prevê um grande aumento o esforço computacional relacionado ao modelo de multipropação quando o número de derivações aumenta, o que justifica a abordagem utilizando a teoria de multiplos condutores MTL. Mostra-se a imprecisão dos modelos equivalentes de dois condutores para grande parte das instalações de baixa tensão. A imprecisão surge quando outros condutores paralelos estão presentes e existe acoplamento modal. Um exemplo de acoplamento modal se dá entre o modo diferencial e o modo comum devido a impedâncias pequenas ligando neutro e terra nos quadros de baixa tensão. Demonstra-se com clareza a adequação e precisão da teoria dos multicondutores para solucionar os problemas de previsão das funções de transferência presentes nas redes elétricas de baixa tensão. Mostra-se que o circuito original com múltiplos condutores e derivações pode ser representado por um conjunto de circuitos simples a dois condutores um para cada modo de transmissão. As impedâncias de acoplamento entre os modos podem ser explicitadas assim como a influência dos demais condutores na função de transferência final. Para o cálculo da FT, cada trecho de linha e cada carga nos circuitos modais é representada em função de sua matriz de transmitância, as matrizes são multiplicadas para encontrar matriz de transmitância final entre transmissor e receptor. Outra propriedade importante demonstrada é o fato de que quando as impedâncias de transmissor e receptor são iguais, as funções de transferência apresentam simetria, sendo insensíveis a inversão de posições entre transmissor e receptor.

1.3.4 Modelos desenvolvidos para média tensão

Serão apresentados a seguir resumos de trabalhos mais relevantes da literatura relativos ao desenvolvimento de modelos para o canal PLC que se forma em linhas de média tensão.

No trabalho desenvolvido no artigo [Hensen et al. 1999] é apresentada uma representação para cabos monofásicos blindados e isolados normalmente utilizados em linhas de distribuição primárias. A linhas de transmissão formadas por estes cabos são modeladas em termos de redes pi equivalentes para consideração do efeito pelicular e das impedâncias por metro mesmo em freqüências até 10MHz.

Em [Papazyan et al. 2004] uma metodologia mais adequada para a medição dos parâmetros por metro para cabos isolados normalmente utilizados em redes de média tensão subterrâneas é demonstrado.

No texto do presente em [Amirshahi e Kavehrad 2005] a teoria MTL é utilizada para realização de uma decomposição modal associada a transmissão em linhas aéreas de média tensão. São apresentados resultados relativos a atenuação e a defasagem por kilômetro, para cada um dos modos presentes, em cada uma das freqüências analisadas entre 100kHz à 100MHz. É demonstrada a grande influência do solo dispersivo principalmente nos parâmetros relativos as componentes de modo comum. Mas, para a análise do sistema como um todo, utiliza-se do modelo de multipropagações não passando a análises baseadas em matrizes de transmitância ou de espalhamento. Apresenta resultados animadores para capacidade do canal PLC em linhas aéreas de média tensão da ordem de 600Mbps

para 1kM de distância e potência transmitida da ordem de 10mW. Também apresenta o resultado dos consequentes diagramas de irradiação para um sistema BPL operando nas linhas de média tensão.

Em [Chun et al. Aug. 2006] é apresentada uma análise sobre as impedâncias de entrada das redes aéreas de média tensão para um acoplamento capacitivo do tipo fase terra. Para o caso analisado é encontrado um valor em torno de 250Ω para impedância de entrada da rede, afirma-se que este valor de impedância de entrada tende a metade da impedância característica das linhas dada a topologia de ligação.

Em [Tao et al. 2006] as características do ruído de média tensão são investigadas. São apresentados resultados experimentais para alimentadores em duas áreas; uma residencial, Taole e outra industrial, Hebin. São encontradas as particularidades do ruído em cada uma destas áreas. Mostra-se que o ruído em média tensão é mais intenso que em baixa. Investiga-se a influência da proximidade com o barramento do transformador que fornece energia para o alimentador. Investiga-se a influência modo de ligação do acoplamento na amplitude do ruído observado e as diferenças de amplitude entre os ruídos de modo diferencial e de modo comum.

Em [Anatory et al. 2007] uma análise a partir do modelo de multipropagações adaptado é realizada. O objetivo da análise é traçar a influência de alguns fatores como: a distância entre transmissor e receptor, o número de ramificações, o comprimento das ramificações e as impedâncias de terminação. É analisada a influência de todos estes fatores na função de transferência final obtida entre transmissor e receptor no alimentador de média tensão.

Em [Papadopoulos et al. 2007] uma simulação completa de um sistema de média tensão é realizada utilizando o software EMTP. Os parâmetros por metro para freqüências mais altas são calculados com o auxílio do mesmo software utilizando métodos numéricos e as formulas de Carson e Pollackzec para a influência do solo, quando necessário. Os modelos internos para os trasformadores são utilizados apenas com a adição de capacitâncias parasitas previstas em [Tran-Anh et al. Oct.29-Nov.1 2006]. As análises mostram a influência da conexão dos transformadores de distribuição, capacitores de compensação e comprimentos dos cabos, para os diversos modos de transmissão e freqüências.

1.3.5 O modelo por multipropagações de Dostert

Em relação a determinação da função de transferência nos canais PLC duas abordagens principais destacam-se: A abordagem por multipropagações desenvolvida em [Zimmermann e Dostert April 2002*b*] e a abordagem com a utilização da teoria dos multicondutores [Clayton 1994] apresentada de forma simples e compreensiva em [Banwell e Galli 2005],[Galli e Banwell 2005],[Galli e Banwell 2006] para o canal PLC.

O modelo de multipropagações proposto em [Philipps 1999], desenvolvido e aperfeiçoado em [Zimmermann e Dostert April 2002*b*] é o mais amplamente utilizado para previsão das características da função de transferência formada no canal PLC. A abordagem utilizada é do tipo “Top-down”está interessada diretamente num pequeno conjunto de parâmetros para ajustar as funções de transferência observadas. Para a utilização deste modelo não é necessário o conhecimento de todos os parâmetros físicos dos cabos e linhas de transmissão que vêm a formar o canal.

O modelo é adequado para as topologias ramificadas normalmente apresentadas pelas redes de energia. As premissas principais se baseiam em dois fatos conhecidos: As frentes de onda de sinal transmitido sofrem atenuação e defasagem a medida que avançam no conjunto de condutores. Um ponto onde há ramificação, ou mudança de característica dos condutores, representa normalmente um descasamento de impedâncias. Quando uma frente de onda encontra um descasamento, uma parcela da frente é transmitida e outra é refletida. Em cada descasamento e ramificação novas frentes de onda são criadas, como na figura 1.1, elas ricocheteiam na rede de energia até serem absorvidas pelas impedâncias presentes.

Figura 1.1: Progressão das frentes de onda em rede ramificada com descasamento.

Assume-se que, no receptor, o sinal presente é uma soma ponderada das diversas frentes de onda incidentes com seus respectivos atrasos, atenuações e defasagens.

$$H(f) =_{i=1}^{N} |g_i(f)| e^{\varphi_{g_i}(f)} e^{-(a_0+a_1 f^n) d_i} e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (1.1)$$

Na equação 1.1, apresentada em [Zimmermann e Dostert April 2002*b*], a parcela $|g_i(f)| e^{\varphi_{g_i}(f)}$ representa a composição de todos os coeficientes de reflexão e de transmissão enfrentados pela frente de onda i nos diversos descasamentos pelos quais passou. Está explícita na formulação a possível dependência com a freqüência f e o fato da composição possivelmente ser um número complexo. Apesar disso, no trabalho [Zimmermann e Dostert April 2002*b*] relata-se que em muitos casos a parcela pode ser substituída apenas por um número complexo, o parâmetro g_i, não dependente da freqüência, podendo até em alguns casos assumir valores reais. Esta parcela pode ser considerada como o peso da frente de onda i na formação da função de transferência.

Na mesma equação, a parcela $e^{-(a_0+a_1 f^n) d_i}$ relaciona-se a atenuação sofrida pela frente de onda i no percurso que esta faz. Baseando-se num conjunto extenso de medições, em [Zimmermann e Dostert April 2002*b*], é afirmado que a formulação $a_0 + a_1 f^n$ pode representar adequadamente um equivalente a parte real da constante de propagação γ. Está explicita uma separação entre uma parcela independente da freqüência e outra cuja dependência varia com o expoente n, cujo valor assumido normalmente está entre $0,5$ e $1,0$.

A parcela $e^{-j2\pi f \tau_i}$ está relacionada ao atraso de tempo τ_i sofrido pela frente de onda i, este atraso também pode ser escrito como $\frac{d_i}{\nu_p}$, sendo d_i a distância percorrida pela frente de onda e ν_p a velocidade de propagação da mesma.

Passos para a determinação dos parâmetros segundo [Zimmermann e Dostert April 2002*b*]:

1. Desconsiderando os nulos espectrais, utilizar o método dos mínimos quadrados para obter os valores de a_0,a_1 e n que melhor ajustem o perfil de atenuação versos freqüência.

2. Pela detecção dos picos na curva de resposta ao impulso, determinar de maneira aproximada o número N de frentes de onda a considerar-se, a posição dos picos τ_i, d_i e a amplitude destes g_i

3. Utilizar uma estratégia evolucionária para o ajuste dos parâmetros para a representação otimizada das resposta de amplitude, de fase e resposta ao impulso.

lista de parâmetros a serem encontrados:

a_0,a_1 **e** n São os parâmetros relacionados a curva de atenuação versos freqüência, em [Zimmermann e Dostert April 2002*b*] afirma-se que podem ser considerados iguais, na maioria das topologias, para todas as frentes de onda i.

g_i É o fator de ponderação, um número complexo que deve ser encontrado para cada frente de onda i.

d_i É um parâmetro relacionado a distância percorrida pela frente de onda i.

N É o número de frentes de onda incidentes no receptor a serem consideradas.

Vantagens alegadas pela abordagem de multipropagações em relação a outras abordagens existentes para determinação da resposta ao impulso do canal e da resposta em freqüência.

1. Apresenta uma abordagem "Top Down". Não é necessário o conhecimento detalhado de todos os parâmetros elétricos de cada componente presente na rede, cabos, conectores, dispositivos conectados.

2. Não apresenta restrições quanto a freqüência de aplicação do modelo, o que é um empecilho à aplicação dos modelos "Bottom up".

3. Poucos parâmetros são necessários para descrever o comportamento em freqüência principal da rede.

1.3.6 Método de estrutural de caracterização

Apesar de ser o modelo mais difundido para caracterização da função de transferência de canais PLC, o modelo de multipropagações apresenta muitas alegadas desvantagens segundo [Banwell e Galli 2005], são elas:

- Os parâmetros do modelo só podem ser estimados posteriormente, quando ajustados para descrever uma função de transferência e uma resposta ao impulso observadas.

- Ressonâncias devido a presença de indutâncias e capacitâncias parasitas não são levadas em consideração.

- Nas redes PLC "indoor", existe um elevado custo computacional no cálculo dos parâmetros de amplitude, fase e atraso de cada frente de onda incidente. O custo computacional aumenta muito com o aumento da complexidade da rede.

- As técnicas utilizadas nas instalações elétricas ao redor do globo não são levadas em consideração.

Considerar de maneira detalhada as características físicas das redes elétricas para a previsão das FTs nos canais PLC, apesar de necessitar do conhecimento de um maior conjunto de dados preliminares, garante também maior confiabilidade nos resultados obtidos. Este tipo de modelo permite traçar de maneira mais clara a influência dos muitos fatores importantes na formação dos canais PLC, seus aspectos peculiares são diferentes ao redor do globo.

- Tipos de cargas conectadas, método e ponto de conexão, perfil dos consumidores.

- Práticas relacionadas às instalações elétricas "indoor": Tipo de aterramento, número de fases, tamanho dos domicílios, número de pessoas por domicílio, , praticas de cabeamento e condutores utilizados.

- Práticas relacionadas às instalações elétricas "outdoor": Rede de BT aérea ou subterrânea, Grande ou pequeno número de consumidores por TP de distribuição, TP MT/BT em subestação ou em poste, tipos de condutores, comprimento das linhas.

- Tipo de rede de distribuição primária: aérea ou subterrânea, compacta ou não, isolada ou não, comprimento das linhas, existência ou não de cargas em MT, tipo dos TPs conectados.

Grosseiramente, para determinação completa de um modelo estrutural capaz de prever uma FT em uma rede de energia, são necessárias três tarefas principais:

1. Caracterização de todas as linhas de transmissão: Envolve principalmente a determinação de modelos para estas linhas capazes de prever o seu comportamento em alta freqüência; geralmente são linhas com mais de 2 condutores. Uma regra geral é que o novo uso deste cabeamento não foi previamente planejado, levando a uma série de desafios.

2. Caracterização das cargas conectadas: Principalmente o comportamento em freqüência.

3. Sumarização do sistema como um todo: Está relacionada a integração dos resultados dos passos 1 e 2 em um modelo completo para rede analisada. Chega-se a um modelo capaz de prever a FT entre os pontos do sistema.

Modelo estruturais, "caixa branca", são adequados para aplicação em redes de média tensão. Como afirmado na seção A.3.2, tanto as cargas equivalentes para altas freqüência

na média tensão, como as topologias, tendem a se manter por períodos mais longos que em baixa tensão.

Outro ponto fundamental, para possibilitar a aplicação de modelos estruturais, são os recentes sistemas para cadastro eletrônico da rede de energia por parte da maioria das companhias fornecedoras de energia. Estes sistemas buscam a otimização da manutenção, ampliação e a gerência da rede de uma forma geral. Eles tornam possível o acesso aos dados essenciais sobre as topologias de média tensão no cálculo das funções de transferência para altas freqüências. A informação compreende: os condutores utilizados, estrutura dos postes, posição geográfica dos postes, descrição das cargas e chaves instaladas.

A teoria para solução de linhas com múltiplos condutores é usada, na maioria dos textos relacionados, para realização da tarefa 1. Mais especificamente com o objetivo de se obter os parâmetros; ou de uma matriz, **T**, de transmitância; ou de uma matriz de espalhamento associada a cada linha. Na seção 2.1 serão apresentados os métodos existentes na literatura para solucionar as equações MTL e atingir o objetivo anterior.

Para facilitar a realização da tarefa 2, na seção 2.3, são apresentados os métodos disponíveis na literatura que são adequados ao contexto das linhas aéreas de média tensão.

Posteriormente; as matrizes obtidas podem ser utilizadas para a previsão da função de transferência de maneira algebricamente simples. O método desenvolvido aqui para a realização disto, tarefa 3, é apresentado no capítulo 3.

1.4 Justificativa

1.4.1 Finalidade dos modelos de canal

Para o desenho adequado de qualquer circuito transceptor, incluindo os que são utilizados em comunicação PLC, uma das informações fundamentais a serem obtidas preliminarmente, é uma descrição adequada do canal de comunicação. Esta descrição guia o desenvolvimento em todos os seus aspectos, inclusive os comerciais.

- Orienta desenho dos circuitos de acoplamento empregados.
- Orienta a seleção dos níveis de potência, das frequências, tensão e corrente de sinal empregados.
- Orienta o desenho do “Analog Front End”adequado.
- Orienta a concepção ou escolha da técnica de modulação adequada.
- Orienta a concepção ou escolha do conjunto de técnicas de mitigação de ruído adequadas. Incluindo aí esquemas de codificação, retransmissão e o aproveitamento de diversidades no tempo, na freqüência e no espaço.
- Orienta a concepção ou escolha das estratégias para compartilhamento e multiplexação adequada do canal de comunicação.

- Possibilita uma previsão sobre as taxas de transmissão, taxas de erro, confiabilidade e intermitência da comunicação assim como os tipos de aplicação que podem ser suportados.

- É Ferramenta fundamental para a previsão do custo e da qualidade final transceptor.

Como afirmado em outros textos, a comunicação em linhas de potência representa um desafio especial. Na prática, quase todos os fatores capazes de degradar os sistemas de comunicação estão presentes. Quanto as funções de transferência, elas podem ser classificadas quanto a velocidade e intensidade com que variam no decorrer do tempo, quando ao grau de certeza com que podem ser previstas. Os canais normalmente apresentam descasamento de impedâncias, multipropagação, múltiplas impedâncias características, múltiplos modos de acoplamento possíveis, múltiplos modos de transmissão presentes. O ruído presente pode ser uma combinação somada de diversos tipos: impulsivo, não impulsivo, não estacionário, estacionário, colorido, branco, gaussiano, não gaussiano, periódico, de banda larga, de banda estreita, não periódico, sincronizado com a rede elétrica e não sincronizado com a rede elétrica.

1.4.2 Originalidade da metodologia desenvolvida

Nos trabalhos, [Banwell e Galli 2005],[Galli e Banwell 2005] e [Galli e Banwell 2006], é apresentada a metodologia necessária para a aplicação da a aplicação da teoria MTL a redes de energia ramificadas. Apesar disso, o foco principal é apenas a consideração do condutor de aterramento que normalmente corre em paralelo aos cabos de baixa tensão. Nesta situação é conveniente decompor a rede em circuitos modais, já que a conexão entre os modos, ocorre geralmente apenas nos quadros de distribuição.

Nos trabalhos [Durbak e Stewart Apr. 1990], [Celozzi e D'Amore 1991] a teoria MTL é utilizada para previsão de funções de transferência em média tensão, mas apesar disso as matrizes de transmitância obtidas não são encadeadas de maneira simples para obtenção de uma caracterização completa da rede.

Nos trabalhos [Meng et al. 2004] e [Esmailian et al. 2002] o método de modelamento é determinístico, mas a teoria MTL não é utilizada,são feitas aproximações para modelos com dois condutores.

O trabalho apresentado em [Calliacoudas e Issa 2002] segue uma linha próxima do texto agora apresentado. Apesar disso, não são apresentados resultados referentes a redes altamente ramificadas e complexas, e sua abordagem é para baixas tensões.

O trabalho [Amirshahi e Kavehrad 2005] utiliza a teoria MTL inclusive incorporando o modelo desenvolvido em [Amore e Sarto 1997] assim como é feito no presente trabalho. Mas apenas utiliza os parâmetros obtidos para ajustar um modelo de multipropagações.

O trabalho apresentado em [Papadopoulos et al. 2007] alcança resultados similares aos obtidos no presente texto, mas isto se a partir dá a partir da utilização do software EMTP e com a aplicação de uma diferente metodologia para simulação.

A originalidade do presente trabalho em relação a literatura está na aplicação da teoria MTL para a rede primária de distribuição, para alimentadores que podem ser altamente ramificados e complexos. Nesta proposta um algorítmo original para a RP é desenvolvido,

com fins de obtenção de respostas de alta freqüência, utilizando apenas a aplicação de regras de encadeamento matricial.

Este algorítmo, efetivamente implementado em MATLAB, considera as perdas no solo a partir da incorporação de modelos da literatura adequados para tal e considerando a incorporação de modelos prévios de resposta de alta freqüência de transformadores de distribuição. O algorítmo tem a possibilidade de utilização de dados reais fornecidos

1.5 Organização do Texto

Capítulo 2 No capítulo 2 são apresentados aspectos da teoria de transmissão em linhas com múltiplos condutores (MTL), os métodos da literatura utilizados para a derivação dos parâmetros por metro, os métodos da literatura para incorporação das perdas no solo e finalmente os modelos da literatura utilizados para representação dos transformadores de distribuição.

Capítulo 3 No capítulo 3 é apresentada a metologia desenvolvida para a consideração da topologia de um alimentador altamente ramificado e para o cálculo dos fasores de tensão e corrente de sinal comunicante em todos os pontos deste alimentador.

Capítulo 4 No capítulo 4 são apresentados os resultados da aplicação da referida metodologia, implementada em rotinas MATLAB, à redes fictícias e também a um alimentador real.

Capítulo 5 No capítulo 5 conclusões sobre os resultados obtidos e possibilidades de trabalhos futuros são discutidas.

Apêndice A No apêndice A é realizada uma apresentação sobre a tecnologia PLC, seu histórico e alguns aspectos revelantes.

Apêndice B No apêndice B são apresentados alguns protocolos de comunicação normalmente empregados na comunicação PLC de banda estreita.

Apêndice C No apêndice C são apresentados alguns protocolos de comunicação normalmente empregados. No caso do apêndice B, o texto não é uma criação deste autor mas sim uma tradução parcial da informação sobre os protocolos, presentes dos documentos da OPERA.

Capítulo 2

Fundamentação teórica

2.1 Solução de linhas de transmissão com múltiplos condutores

Com o objetivo de realizar previsões sobre as funções de transferência encontradas nos canais PLC, grande parte dos modelos empregados utiliza aproximações ou suposições que reduzem as redes de potência a um sistema equivalente de apenas dois condutores como os descritos em [Hensen et al. 1999] , [Esmailian et al. 2002], [Zimmermann e Dostert April 2002*b*], [Philipps 1999] entre outros. Nos trabalhos [Banwell e Galli 2005],[Galli e Banwell 2005],[Galli e Banwell 2006] demonstrou-se o quão imprecisa a aproximação por 2 condutores pode ser quando se trata da transmissão de sinais comunicantes em redes de potência. Mostra-se ser, em muitos casos, necessário o uso de uma formulação capaz de explicar a transmissão de sinal em todas as topologias de instalações elétricas o que não é atingido satisfatoriamente pela aproximação por dois condutores.

A teoria de transmissão em linhas com multicondutores, ou "Multiconductor Transmission Lines"(MTL), lida com a transmissão eletromagnética quando está presente qualquer número de condutores; no caso, $(N + 1)$ condutores; sendo N um inteiro qualquer. É uma técnica capaz de lidar com as redes de potência e instalações elétricas da maneira que estas realmente são, apesar disso, sua aplicação exige conhecimento prévio detalhado sobre estas mesmas instalações e cabeamentos.

A solução de uma linha com múltiplos condutores, assim como das linhas com 2 condutores envolve 3 passos, como consta em [Clayton 1994]:

Passo1: Definição dos parâmetros por metro. Neste passo devem ser determinados os parâmetros de condutância, capacitância, indutância e resistência de uma linha dada. São necessários os dados geométricos da seção transversal da linha, assim como dados sobre as propriedades elétricas e magnéticas dos materiais utilizados. São estes parâmetros por metro que caracterizam e diferenciam uma linha com $N+1$ condutores.

Passo2: Solução da equação diferencial MTL A forma da solução de uma linha com 2 condutores necessita da determinação de duas ondas, uma que viaja no sentido positivo e outra que viaja no sentido negativo, implicando na determinação

de 2 coeficientes desconhecidos. A forma da solução de uma linha com múltiplos condutores necessita da determinação de N ondas que viajam no sentido positivo na direção dos condutores e N ondas que viajam no sentido negativo, implica na determinação $2N$ coeficientes desconhecidos.

Passo3: Aplicação das condições de contorno As terminações das linhas de transmissão vão possuir elementos como fontes de tensão ou corrente, impedâncias de terminação. Os elementos nas terminações fornecem as equações adicionais necessárias (N equações nas condições de terminação a esquerda e N à direita) à determinação dos $2N$ coeficientes desconhecidos.

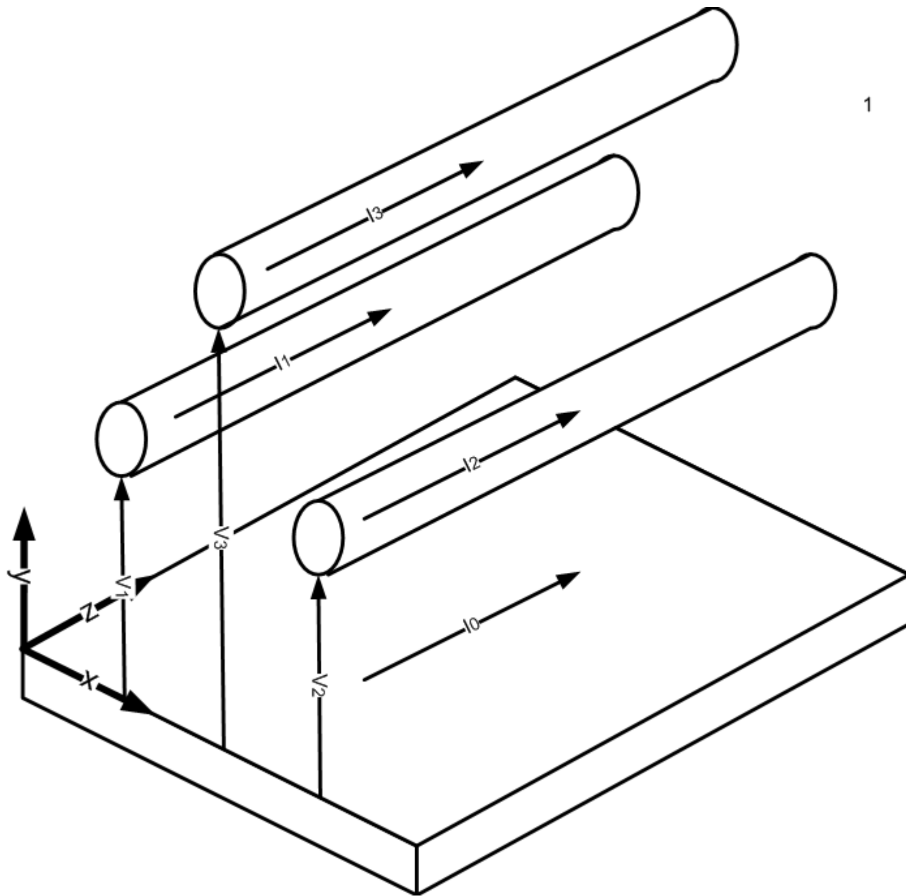


Figura 2.1: Exemplo de Linha de transmissão.

A figura 2.1 ilustra um dos exemplos mais clássicos de aplicação da teoria de transmissão para múltiplos condutores, nesta figura existem quatro condutores, sendo que um deles é a referência, $N = 3$. São três condutores cilíndricos, enquanto o quarto condutor, que é o de referência, é plano. Esta situação se aplica bem à transmissão de tensão e corrente nas linhas aéreas de distribuição de energia.

Uma pré-suposição fundamental na solução de linhas de transmissão, tanto MTL, como a 2 condutores, é que as ondas eletromagnéticas se propaguem no modo de transmissão

Transversal Eletromagnético (**TEM**). Tanto os vetores dos campos elétricos presentes, como os dos campos magnéticos devem estar contidos em planos transversais à direção da linha. Para que esta seja uma suposição válida é necessário que as dimensões transversais, que são os calibres e separação entre os condutores, sejam eletricamente pequenas, pequenas em relação ao comprimento de onda. Quando isto não é válido outros modos de propagação de ordem superior, não **TEM**, existem e a teoria das linhas de transmissão fornece apenas uma análise parcial.

Um fato já comprovado [Amirshahi e Kavehrad 2005], [ANATEL 2009] para transmissão PLC em linhas aéreas de média tensão, é que a suposição de propagação **TEM** não é totalmente válida para todas as freqüências. As distâncias entre os cabos condutores destas linhas é da ordem de $0,5$ à 2 metros; entre os condutores e a terra é da ordem de 10 metros. A terra neste caso é considerada o condutor de referência. As distâncias dos condutores metálicos entre si são substancialmente menores do que as distâncias entre estes e a terra. Isto é coerente com o fato observado de que as componentes de tensão e corrente de modo comum apresentam maiores perdas por irradiação em freqüências mais elevadas. A maior distância entre os demais condutores e o condutor de referência implica em que os limites de freqüência para a suposição de progação **TEM** seja menor para o modo comum de transmissão. Outro problema na propagação dos sinais de alta freqüência nas linhas aéreas de média tensão é o fato de que menor condutividade da terra passa a ser um problema em freqüências acima de centenas de kHz, neste caso, a atenuação por perdas no solo passa a ser o fator dominante e não pode ser desconsiderada [Carson 1926], [Amore e Sarto 1997], [Dostert 2001].

A teoria para solucionar as MTL é necessária praticamente em todas as análises que têm o objetivo de encontrar modelos determinísticos em LTs com muitos condutores. A teoria relativa à transmissão em 2 condutores é largamente difundida e conhecida, mas o mesmo não se pode dizer com relação teoria MTL. Apesar disso, muitos aspectos relativos a transmissão em multicondutores e a 2 guardam similaridades. O uso de matrizes é largamente empregado para solução das MTL [Clayton 1994], existindo equivalentes matriciais e vetoriais nas MTL para praticamente senão todos os parâmetros das linhas de transmissão comuns.

$\vec{v}(z,t)$ Vetor representando as tensões instantâneas em todos os N condutores na posição z e no instante t, ao invés de apenas uma tensão.

$v_k(z,t)$ Tensão instantânea entre o condutor k e o condutor referência, na posição z e no instante t.

$\vec{i}(z,t)$ Vetor representando as correntes instantâneas em todos os N condutores na posição z e no instante t, ao invés de apenas uma tensão.

$i_k(z,t)$ Corrente instantânea no condutor k, na posição z e no instante t.

$\vec{V}(z,\omega)$ Vetor representando os fasores de tensão RMS em todos os N condutores na posição z, para a frequência em radianos ω, ao invés de apenas um fasor de tensão.

$V_k(z,\omega)$ Fasor de tensão RMS entre o condutor k e o condutor referência, na posição z, para a frequência em radianos ω.

$\vec{I}(z,\omega)$ Vetor representando os fasores de corrente em todos os N condutores na posição z para a frequência em radianos ω. Ao invés de apenas um fasor de corrente.

$I_k(z,\omega)$ Fasor de corrente no condutor k na posição z, para a frequência em radianos ω.

$\acute{\mathbf{Y}}$ Matriz complexa de admitâncias por metro, ao invés de apenas um escalar complexo.

$\acute{\mathbf{Z}}$ Matriz complexa de impedâncias por metro, ao invés de apenas um escalar complexo.

$\mathbf{P}$ Matriz de Propagação, ao invés de apenas uma constante de propagação.

$\mathbf{Z_C}$ Matriz de impedâncias características, ao invés de um escalar.

$\mathbf{Y_C}$ Matriz de admitâncias características, ao invés de um escalar.

ρ Matriz de coeficientes de reflexão, ao invés de apenas um coeficiente escalar.

τ Matriz de coeficientes de transmissão, ao invés de apenas um coeficiente escalar.

Será suposto, nesta seção, que os parâmetros das matrizes $\acute{\mathbf{Y}}$ e $\acute{\mathbf{Z}}$ são presumidamente conhecidos e ela corresponde aos passos 2 e 3. Posteriormente na seção 2.2 será apresentada a formulação adequada para implementação do passo 1 no contexto das linhas aéreas de média tensão segundo o métodos constantes em [Carson 1926], [Amore e Sarto 1997] e [Grainger e Stevenson 1994].

2.1.1 Objetivo da solução MTL

O objetivo da teoria MTL neste trabalho, é descrever e encontrar os fasores de tensões e correntes em todos os pontos z das LTs com múltiplos condutores. Também encontrar as relações entre os vetores de fasores antes e depois da linha de transmissão de comprimento d, como indicado na figura 2.2; a partir do conjunto de todos os fasores em um dos lados.

2.1.2 Tensões e correntes de regime permanente.

Para efeito do cálculo da função de transferência toda análise realizada irá pressupor que tensões e correntes são exponenciais complexas de regime permanente, com uma determinada freqüência em radianos ω. Mesmo se os sinais reais não forem de regime permanente, se for possível a aplicação da transformada de Fourier sobre estes sinais, as mesmas relações fasoriais já encontradas são válidas e relacionarão as transformadas de Fourier dos mesmos sinais em diversos pontos.

O vetor de correntes $\vec{i}(z,t)$ dado em 2.1 representa um equivalente complexo para as correntes nos condutores um, i_1, dois, i_2, até o condutor N, i_N em função do tempo, t, e da distância ao início do trecho de linha, z. Será assumido que ele é formado por sinais

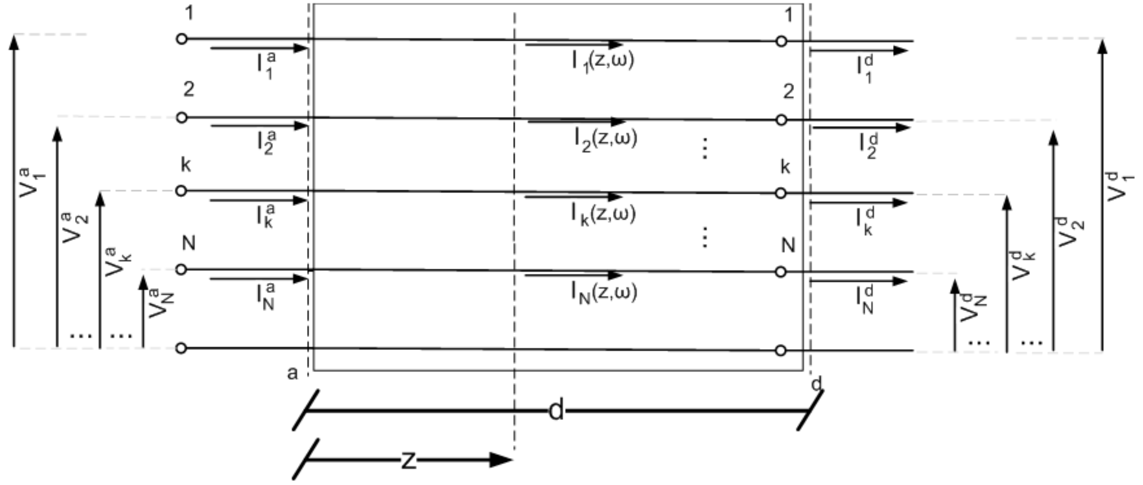


Figura 2.2: Representação de uma linha de transmissão.

compostos de apenas uma freqüência ω. Cada fasor, $I_k\,(z, \omega)$, como ilustrado na figura 2.1, se refere ao fasor RMS de corrente no condutor k associado a corrente $i_k\,(z, t)$

$$\vec{i}\,(z,t) = \begin{bmatrix} i_1\,(z,t) \\ i_2\,(z,t) \\ \vdots \\ i_N\,(z,t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1\,(z,\omega) \\ I_2\,(z,\omega) \\ \vdots \\ I_N\,(z,\omega) \end{bmatrix} e^{j\omega t}\sqrt[2]{2} = \vec{I}\,(z,\omega)\,e^{j\omega t}\sqrt[2]{2} \tag{2.1}$$

Similarmente ao vetor descritivo das correntes, o vetor de tensões $\vec{v}\,(z,t)$ dado em 2.2 está associado à um vetor de fasores $\vec{V}\,(z,\omega)$ por 2.2.

$$\vec{v}\,(z,t) = \begin{bmatrix} v_1\,(z,t) \\ v_2\,(z,t) \\ \vdots \\ v_N\,(z,t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1\,(z,\omega) \\ V_2\,(z,\omega) \\ \vdots \\ V_N\,(z,\omega) \end{bmatrix} e^{j\omega t}\sqrt[2]{2} = \vec{V}\,(z,\omega)\,e^{j\omega t}\sqrt[2]{2} \tag{2.2}$$

Será adotada notação fasorial coerente como a exposto em 3.2, aqui indicada em 2.3 e 2.4, esta notação simplificará a apresentação dos cálculos matriciais e resumirá em um determinado ponto da rede de energia considerada, o estado de todos os fasores de tensão e corrente naquele ponto.

$$\vec{F}\,(z,\omega) = \begin{bmatrix} \vec{I}\,(z,\omega) \\ \vec{V}\,(z,\omega) \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

$$\vec{F}(z,\omega) = \begin{bmatrix} I_1(z,\omega) \\ I_2(z,\omega) \\ \vdots \\ I_N(z,\omega) \\ V_1(z,\omega) \\ V_2(z,\omega) \\ \vdots \\ V_N(z,\omega) \end{bmatrix}_{2N\times 1} \tag{2.4}$$

Também importante é a transformada de laplace do vetor de fasores $\vec{F}(x,\omega)$ aplicada na variável x criando o vetor $\vec{\mathcal{F}}(\gamma,\omega)$, operação ilustrada em 2.5. A representação é necessária para simplicidade na apresentação do método de solução proposto em 2.1.5.

$$\vec{\mathcal{F}}(\gamma,\omega) = \mathcal{L}_{z\to\gamma}\left\{\vec{F}(z,\omega)\right\} \tag{2.5}$$

2.1.3 Elemental de linha de transmissão

Para a pré-suposição de um modo de transmissão **TEM** para as ondas eletromagnéticas na linha de transmissão (LT) é necessário que a seção no plano transversal, xy como indicado na figura 2.1, não varie na direção da LT, z, na figura 2.1.

A própria linha de transmissão pode ser definida pela geometria de sua seção transversal e pelas propriedades eletromagnéticas dos materiais nesta, o único parâmetro restante para completar a definição é sua distância total d.

Como exemplo, grande parte das linhas aéreas de MT formadas por condutores nús, podem ser aproximadas geometricamente por descrição similar à da figura 2.3. Para simplificação de análise o condutor de referência por um plano de terra com condutividade constante e os outros condutores por cilindros sólidos metálicos de raio correspondente a seção transversal destes.

Antes de calcular as matrizes de transmitância para os trechos de linha, é necessário calcular o valor dos parâmetros de primeira ordem das LTs. Estes são os coeficientes que descrevem como os fasores de tensões, $\vec{V}(z+\Delta z,\omega)$, e correntes, $\vec{I}(z+\Delta z,\omega)$, após uma distância infinitesimal Δz, se relacionam com os fasores de tensão, $\vec{V}(z,\omega)$ e corrente $\vec{I}(z,\omega)$, antes desta distância, para uma determinada freqüência ω. Pela linearidade das equações de Maxwell sabemos que esta relação fasorial também é linear e pode ser escrita de maneira matricial. A exatidão dos resultados obtidos para a LT depende diretamente da exatidão dos valores calculados ou encontrados para estes parâmetros.

Com a suposição de ondas **TEM** pode-se dizer que os parâmetros de primeira ordem podem ser associados à um circuito elétrico equivalente num trecho de linha de distância infinitesimal Δz, como na figura 2.4 que é um exemplo para três condutores.

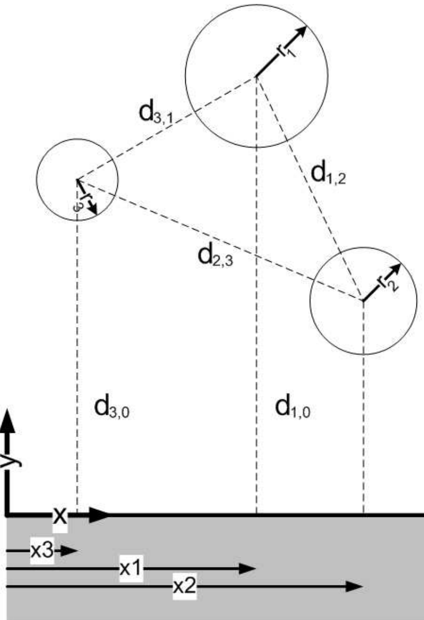


Figura 2.3: Seção de uma linha aérea de MT

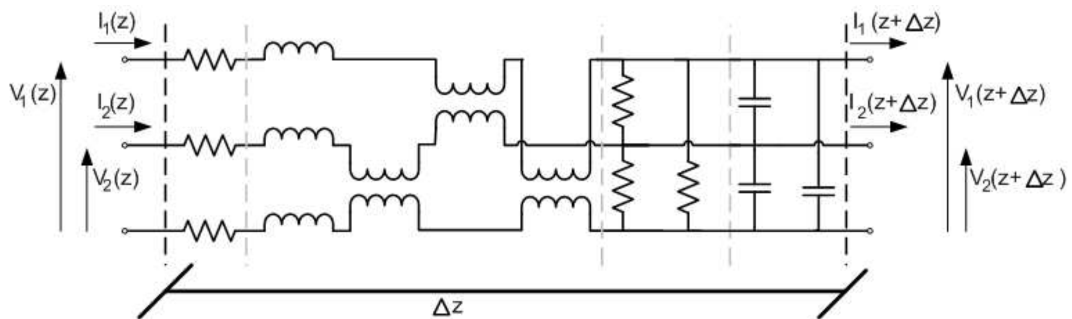


Figura 2.4: Representação de um elemental com distância δz.

Neste elemental, estão representadas as resistências por metro , as auto indutâncias e indutâncias mútuas por metro. Estes conjunto de impedâncias série por metro que podem ser sumarizadas numa matriz $\acute{\mathbf{Z}}$. De maneira similar estão representadas capacitâncias por metro e as condutâncias em paralelo que podem ser sumarizadas em uma matriz admitância $\acute{\mathbf{Y}}$. Existem efeitos relacionados a mudança das dimensões elétricas equivalentes da mesma seção transversal da linha quando a freqüência da onda ω varia. Um exemplo é o efeito pelicular. Outros efeitos relacionados ao comportamento dos materiais constituintes. Os efeitos citados fazem com que as capacitâncias,indutâncias,resistências e condutâncias de uma maneira geral variem tornando $\acute{\mathbf{Z}}(\omega)$ e $\acute{\mathbf{Y}}(\omega)$ funções em ω.

2.1.4 Sistema equivalente de equações

Pode-se supor que a cada distância infinitesimal Δz da LT a variação dos fasores de tensão é composta de uma parcela,$\Delta \vec{V}_R$, devida a impedância série resistiva e de uma parcela,$\Delta \vec{V}_L$, devida as indutâncias série, como na equação 2.6.

$$\frac{\delta \vec{V}}{\delta z} = \frac{\delta \vec{V}_R + \delta \vec{V}_L}{\delta z} \tag{2.6}$$

A equações 2.8, 2.7, 2.10 e 2.9 são baseadas na suposição de ondas TEM.

A equação 2.7 mostra uma relação entre a tensão em qualquer condutor m da linha e as correntes em todos os condutores. A taxa de variação das tensões instantâneas ao longo de z depende linearmente das correntes intantâneas por $\mathbf{R}$ e da derivada das correntes instantâneas por $\acute{\mathbf{L}}$. Onde r_{mn} é o termo da linha m e coluna n de $\mathbf{R}$ e l_{mn} é o termo da linha m e coluna n de $\acute{\mathbf{L}}$.

$$\frac{\delta v_m}{\delta z} = -_{n=1}^{N} r_{mn} i_n -_{n=1}^{N} l_{mn} \frac{\delta i_n}{\delta t} \tag{2.7}$$

A equação 2.8 mostra a variação dos fasores de tensão $\Delta \vec{V}$ pelo infinitesimal Δz dependendo exclusivamente dos valores dos fasores de corrente na distância z dada.

$$\frac{\delta \vec{V}}{\delta z} = -\left[\mathbf{R} + j\omega \acute{\mathbf{L}}\right] \vec{I} \tag{2.8}$$

Similarmente, para o dual, a equação 2.7 mostra uma relação entre a corrente em qualquer condutor m da linha e as tensão em todos os condutores. A taxa de variação das correntes instantâneas ao longo de z depende linearmente das tensões intantâneas por $\mathbf{G}$ e da derivada das tensões instantâneas por $\acute{\mathbf{C}}$. Onde s_{mn} é o termo da linha m e coluna n de $\mathbf{G}$ e c_{mn} é o termo da linha m e coluna n de $\acute{\mathbf{C}}$.

$$\frac{\delta i_m}{\delta z} = -_{n=1}^{N} s_{mn} v_n -_{n=1}^{N} c_{mn} \frac{\delta v_n}{\delta t} \tag{2.9}$$

A equação 2.10 mostra a variação dos fasores de corrente $\Delta \vec{I}$ pelo infinitesimal Δz dependendo exclusivamente dos valores dos fasores de corrente na distância z dada.

$$\frac{\delta \vec{I}}{\delta z} = -\left[\mathbf{G} + j\omega \acute{\mathbf{C}}\right] \vec{V} \tag{2.10}$$

Todos os termos matriciais relacionados às impedâncias encontradas podem ser contidos em uma matriz de impedâncias por metro $\acute{\mathbf{Z}}$, o que é feito em 2.11. O mesmo para os

termos de admitância, que podem ser reunidos em uma matriz de admitâncias por metro $\acute{\mathbf{Y}}$, como mostrado em 2.12.

$$\acute{\mathbf{Z}} = \mathbf{R} + j\omega\acute{\mathbf{L}} \tag{2.11}$$

$$\acute{\mathbf{Y}} = \mathbf{G} + j\omega\left[\acute{\mathbf{C}}\right] \tag{2.12}$$

Tanto a análise nodal de um circuito equivalente ao exibido na figura 2.4, como a derivação das matrizes $\mathbf{R}$, $\acute{\mathbf{L}}$, $\mathbf{G}$, $\acute{\mathbf{C}}$, $\acute{\mathbf{Z}}$ e $\acute{\mathbf{Y}}$ a partir das equações de Maxwell, mostram que todas estas matrizes tem de ser simétricas, iguais as suas transpostas e devido ao número total $N+1$ de condutores, todas são $N \times N$.

Sistema MTL

A notação sintética para o sistema de equações final para uma linha com multiplos contudores é dada por 2.52 e 2.53.

$$\frac{\delta\vec{V}}{\delta z} = -\acute{\mathbf{Z}}\vec{I} \tag{2.13}$$

$$\frac{\delta\vec{I}}{\delta z} = -\acute{\mathbf{Y}}\vec{V} \tag{2.14}$$

Equivalente fasorial para as equações de onda

Derivando em z a equação 2.52 e usando 2.53 para substituir o termo que aparece a direita obtem-se 2.15 e, de maneira similar, 2.16.

$$\frac{\delta^2\vec{V}}{\delta z^2} = \acute{\mathbf{Z}}\acute{\mathbf{Y}}\vec{V} \tag{2.15}$$

$$\frac{\delta^2\vec{I}}{\delta z^2} = \acute{\mathbf{Y}}\acute{\mathbf{Z}}\vec{I} \tag{2.16}$$

O termo matricial que aparece em 2.15, $\mathbf{P} = \acute{\mathbf{Z}}\acute{\mathbf{Y}}$, é chamado de matriz de propagação; por sua equivalência a constante de propagação no caso so sistema a 2 condutores. Em 2.16, aparece o transposto $\mathbf{P}^T = \acute{\mathbf{Y}}\acute{\mathbf{Z}}$.

Notação extendida

Considerando 2.52 e 2.53 e ainda a representação dada por 2.3, pode ser formada uma única equação 2.17 que descreve completamente a evolução dos fasores ao longo de z no trecho de linha.

$$\frac{\delta \vec{F}}{\delta z} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N\times N} & -\acute{\mathbf{Y}} \\ -\acute{\mathbf{Z}} & \mathbf{0}_{N\times N} \end{bmatrix}_{2N\times 2N} \vec{F} \tag{2.17}$$

De 2.17 pode-se explicitar uma matriz do sistema, $\mathbf{A}$, em 2.18 que determina as propriedades deste.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N\times N} & -\acute{\mathbf{Y}} \\ -\acute{\mathbf{Z}} & \mathbf{0}_{N\times N} \end{bmatrix} \tag{2.18}$$

Constantes à determinar

A forma da solução de qualquer forma equivalente para o sistema MTL, dado por 2.17, ou por 2.15 e 2.16, ou por 2.52 e 2.53 contém necessariamente $2N$ constantes à determinar, a determinação destas contantes so pode ser feita com o auxílio das condições de fronteira.

As condições de fronteira podem aparecer de diversas formas: Conhecimento completo das tensões e correntes em um dos lados. Conhecimento das tensões em um dos lados e das impedâncias de terminação no outro lado. Conhecimento das correntes em um dos lados e das impedâncias de terminação no outro lado. De uma forma geral, o importante é que as impedâncias de terminação forneçam as $2N$ equações necessárias para determinação completa do estado da linha.

2.1.5 Solução do sistema equivalente por transformada de Laplace

Como será demonstrado, apesar de esta não ser a maneira usual para solução do problema, seu desenvolvimento leva diretamente ao cálculo da matriz de transmitância para a linha. Aplicando-se uma tranformada de Laplace na equação 2.17 na variável z, transformando-a em seu equivalente de Laplace γ como explicitado em 2.19 obtem-se a equação 2.20.

$$L_{z\to\gamma}\left\{\frac{\partial \vec{F}}{\partial z}\right\} = L_{z\to\gamma}\left\{\mathbf{A}\vec{F}\right\} \tag{2.19}$$

$$\gamma\vec{F} - \vec{F}\left(0,\omega\right) = \mathbf{A}\vec{F} \tag{2.20}$$

A equação 2.20 pode ser tratada algebricamente como demonstrado na seqüência de equações 2.21, 2.22, 2.23. O objetivo é isolar o vetor $\vec{\acute{F}}$, que é a transformada de Laplace de $\vec{F}$.

$$\gamma \mathbf{I}\vec{\acute{F}} - \mathbf{A}\vec{\acute{F}} = \vec{F}(0,\omega) \tag{2.21}$$

$$\left[\gamma \mathbf{I} - \mathbf{A}\right]\vec{\acute{F}} = \vec{F}(0,\omega) \tag{2.22}$$

$$\vec{\acute{F}} = \left[\gamma \mathbf{I} - \mathbf{A}\right]^{-1}\vec{F}(0,\omega) \tag{2.23}$$

Autovalores

Para solucionar o sistema de maneira clássica, devem ser encontrados os autovalores λ da matriz $\mathbf{A}$. Os autovalores satisfazem a equação 2.24.

$$\det\left(\left[\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}\right]\right) = 0 \tag{2.24}$$

Como exemplo, para a matriz $\mathbf{A}$ definida por 2.18, no caso de $2+1$ condutores ou $N = 2$, a equação 2.24 pode ser expressa por 2.25 que é a equação característica do sistema.

$$\begin{aligned} &\lambda^4 - \left(\acute{z}_{11}\acute{y}_{11} + \acute{z}_{22}\acute{y}_{22} + \acute{z}_{12}\acute{y}_{21} + \acute{z}_{21}\acute{y}_{12}\right)\lambda^2 + \ldots \\ &\left(\acute{z}_{11}\acute{y}_{11}\acute{z}_{22}\acute{y}_{22} + \acute{z}_{12}\acute{y}_{12}\acute{z}_{21}\acute{y}_{21} - \acute{z}_{11}\acute{y}_{12}\acute{z}_{22}\acute{y}_{21} - \acute{z}_{12}\acute{y}_{11}\acute{z}_{21}\acute{y}_{22}\right) = 0 \end{aligned} \tag{2.25}$$

A equação 2.25 característica é bi-quadrática na forma dada por 2.26 com coeficientes dados em 2.27.

$$\alpha_1\lambda^4 + \alpha_2\lambda + \alpha_3 \tag{2.26}$$

$$\begin{aligned} &\alpha_1 = 1 \\ &\alpha_2 = -\left(\acute{z}_{11}\acute{y}_{11} + \acute{z}_{22}\acute{y}_{22} + \acute{z}_{12}\acute{y}_{21} + \acute{z}_{21}\acute{y}_{12}\right) \\ &\alpha_3 = \left(\acute{z}_{11}\acute{y}_{11}\acute{z}_{22}\acute{y}_{22} + \acute{z}_{12}\acute{y}_{12}\acute{z}_{21}\acute{y}_{21} - \acute{z}_{11}\acute{y}_{12}\acute{z}_{22}\acute{y}_{21} - \acute{z}_{12}\acute{y}_{11}\acute{z}_{21}\acute{y}_{22}\right) \end{aligned} \tag{2.27}$$

Os quatro autovalores λ_j raízes de 2.25, para o caso de $2+1$ condutores, estão dados em 2.28, considerando 2.27 e 2.26.

$$\begin{aligned}\lambda_1 &= \sqrt{\frac{-\alpha_2 + \sqrt{\alpha_2^2 - 4\alpha_3}}{2}} \\ \lambda_2 &= -\sqrt{\frac{-\alpha_2 + \sqrt{\alpha_2^2 - 4\alpha_3}}{2}} \\ \lambda_3 &= \sqrt{\frac{-\alpha_2 - \sqrt{\alpha_2^2 - 4\alpha_3}}{2}} \\ \lambda_4 &= -\sqrt{\frac{-\alpha_2 - \sqrt{\alpha_2^2 - 4\alpha_3}}{2}}\end{aligned} \tag{2.28}$$

Autovetores e matriz de transformação

Cada um dos autovalores λ_j descritos em 2.28 vai ser associado a um autovetor $2N \times 1$, $\vec{q}_j$ equivalente. Este deve satisfazer a equação 2.29, para a matriz $\mathbf{A}$, do sistema.

$$(\lambda_j \mathbf{I} - \mathbf{A})\,\vec{q}_j = \vec{0}_{2N\times 1} \tag{2.29}$$

Para o caso de $N = 2$ a equação 2.29 pode ser explicitada por 2.30.

$$\begin{bmatrix} \lambda_j & 0 & \acute{y}_{11} & \acute{y}_{12} \\ 0 & \lambda_j & \acute{y}_{21} & \acute{y}_{22} \\ \acute{z}_{11} & \acute{z}_{12} & \lambda_j & 0 \\ \acute{z}_{21} & \acute{z}_{22} & 0 & \lambda_j \end{bmatrix} \vec{q}_j = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.30}$$

Para escalonar o sistema exemplo, $N = 2$, são zerados todos os elementos abaixo da diagonal principal a partir de operações lineares. As equações 2.31, 2.32 e 2.33, mostram o resultado da aplicação do procedimento para $N = 2$. A equação dos autovalores força que o termo $(4,4)$ da matriz em seja nulo, este é sempre o caso para o termo $(2N, 2N)$.

$$\begin{bmatrix} \lambda_j & 0 & \acute{y}_{11} & \acute{y}_{12} \\ 0 & \lambda_j & \acute{y}_{21} & \acute{y}_{22} \\ 0 & \acute{z}_{12} & \lambda_j - \acute{y}_{11}\acute{z}_{11}/\lambda_j & -\acute{y}_{12}\acute{z}_{11}/\lambda_j \\ 0 & \acute{z}_{22} & -\acute{y}_{11}\acute{z}_{21}/\lambda_j & \lambda_j - \acute{y}_{12}\acute{z}_{21}/\lambda_j \end{bmatrix} \vec{q}_j = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.31}$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_j & 0 & \acute{y}_{11} & \acute{y}_{12} \\ 0 & \lambda_j & \acute{y}_{21} & \acute{y}_{22} \\ 0 & 0 & \lambda_j - \acute{y}_{11}\acute{z}_{11}/\lambda_j - \acute{y}_{21}\acute{z}_{12}/\lambda_j & -\acute{y}_{12}\acute{z}_{11}/\lambda_j - \acute{y}_{22}\acute{z}_{12}/\lambda_j \\ 0 & 0 & -\acute{y}_{11}\acute{z}_{21}/\lambda_j - \acute{y}_{21}\acute{z}_{22}/\lambda_j & \lambda_j - \acute{y}_{12}\acute{z}_{21}/\lambda_j - \acute{y}_{22}\acute{z}_{22}/\lambda_j \end{bmatrix} \vec{q}_j = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.32}$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_j & 0 & \acute{y}_{11} & \acute{y}_{12} \\ 0 & \lambda_j & \acute{y}_{21} & \acute{y}_{22} \\ 0 & 0 & \lambda_j - \acute{y}_{11}\acute{z}_{11}/\lambda_j - \acute{y}_{21}\acute{z}_{12}/\lambda_j & -\acute{y}_{12}\acute{z}_{11}/\lambda_j - \acute{y}_{22}\acute{z}_{12}/\lambda_j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \vec{q}_j = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.33}$$

Será escolhido para cada λ_j um vetor $\vec{\acute{q}}_j$ na mesma direção do autorvetor final $\vec{q}_j$. As componentes de $\vec{\acute{q}}_j$ devem respeitar as identidades similares à 2.33 e conseqüentemente 2.29. O valor de $\acute{q}_{(2N)j}$, no exemplo $\acute{q}_{4j}$ para $N = 2$, pode ser escolhido livremente desde que não seja nulo; este foi indicado em 2.34 para efeito de simplificação dos cálculos no exemplo. Uma vez escolhido um valor para $\acute{q}_{(2N)j}$, o valor das outras componentes é automaticamente determinado, similarmente ao que consta em 2.34.

$$\begin{aligned} \acute{q}_{4j} &= \lambda_j^2 - \acute{y}_{11}\acute{z}_{11} - \acute{y}_{21}\acute{z}_{12} \\ \acute{q}_{3j} &= \acute{y}_{12}\acute{z}_{11} + \acute{y}_{22}\acute{z}_{12} \\ \acute{q}_{2j} &= -\left(\acute{y}_{21}\acute{q}_{3j} + \acute{y}_{22}\acute{q}_{4j}\right)/\lambda_j \\ \acute{q}_{1j} &= -\left(\acute{y}_{11}\acute{q}_{3j} + \acute{y}_{12}\acute{q}_{4j}\right)/\lambda_j \end{aligned} \tag{2.34}$$

Para que sejam evitados possíveis problemas numéricos, o vetor $\vec{\acute{q}}_j$ será normalizado, dando origem à $\vec{q}_j$ que será o autovetor utilizado, operações ilustradas em 2.35 e 2.36.

$$\left|\vec{\acute{q}}_j\right| = \sqrt{\left|\acute{q}_{1j}\right|^2 + \left|\acute{q}_{2j}\right|^2 + \ldots + \left|\acute{q}_{(2N-1)j}\right|^2 + \left|\acute{q}_{(2N)j}\right|^2} \tag{2.35}$$

$$\vec{q}_j = \frac{\vec{\acute{q}}_j}{\left|\vec{\acute{q}}_j\right|} \tag{2.36}$$

Diagonalização

A partir dos autovetores encontrados fica determinada uma matriz de transformação $\mathbf{Q}$ da forma explicitada em 2.37 e 2.38.

$$\mathbf{Q} = \left[\vec{q}_1 \vdots \vec{q}_2 \vdots \vec{q}_3 \vdots \vec{q}_4 \right] \tag{2.37}$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} & \dots & q_{1(2N)} \\ q_{21} & q_{22} & \dots & q_{2(2N)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ q_{(2N)1} & q_{(2N)2} & \dots & q_{(2N)(2N)} \end{bmatrix} \tag{2.38}$$

Estando determinada a matriz de transformação $\mathbf{Q}$ é possível expressar a matriz $\mathbf{A}$ usando a forma 2.39.

$$\mathbf{A} = \mathbf{Q} \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_{2N} \end{bmatrix} \mathbf{Q}^{-1} \tag{2.39}$$

Solução do sistema

Voltando ao sistema objetivo, expresso por seu equivalente de Laplace em 2.40.

$$[\gamma \mathbf{I} - \mathbf{A}] \vec{F}(\gamma, \omega) = \vec{F}(0, \omega) \tag{2.40}$$

É possível substituir a matriz $\mathbf{A}$ por sua forma equivalente diagonal e aplicar os algebrismos evidenciados em 2.41, 2.42 e 2.43 para se chegar a uma representação em que a aplicação da transformada inversa de Laplace é mais simples.

$$\left[\gamma \mathbf{Q} \mathbf{I} \mathbf{Q}^{-1} - \mathbf{Q} \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_{2N} \end{bmatrix} \mathbf{Q}^{-1} \right] \vec{F}(\gamma, \omega) = \vec{F}(0, \omega) \tag{2.41}$$

$$\mathbf{Q} \begin{bmatrix} \gamma - \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \gamma - \lambda_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \gamma - \lambda_{2N} \end{bmatrix} \mathbf{Q}^{-1} \vec{F}(\gamma, \omega) = \vec{F}(0, \omega) \tag{2.42}$$

$$\vec{F}(\gamma,\omega) = \mathbf{Q}\begin{bmatrix} (\gamma-\lambda_1)^{-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & (\gamma-\lambda_2)^{-1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & (\gamma-\lambda_{2N})^{-1} \end{bmatrix}\mathbf{Q}^{-1}\vec{F}(0,\omega) \qquad (2.43)$$

Finalmente, aplicando a transformada inversa de Laplace em 2.43, que leva da variável γ de volta a variável z, obtêm-se a equação 2.44. Esta equação expressa que, para um trecho de linha em que os valores característicos por metro não variam com a distância, é possível encontrar todos os fasores de corrente e tensão em qualquer distância se estes fasores são conhecidos na distância zero, ou em qualquer outra.

$$\vec{F}(z,\omega) = L^{-1}_{z\to\gamma}\left\{\vec{F}(\gamma,\omega)\right\} = \mathbf{Q}\begin{bmatrix} e^{(\lambda_1 z)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{(\lambda_2 z)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{(\lambda_{2N} z)} \end{bmatrix}\mathbf{Q}^{-1}\vec{F}(0,\omega) \qquad (2.44)$$

Note que os autovalores λ_j e a matriz $\mathbf{Q}$ são funções de ω , pois é assumido que os valores por metro para as impedâncias em $\acute{\mathbf{Z}}$ e admitâncias em $\acute{\mathbf{Y}}$ podem variar com a freqüencia angular ω.

Representação do trecho de linha como uma matriz de transmitância

Assumindo que o trecho de linha em questão possui comprimento d é possível definir uma relação matricial direta entre o vetor de fasores no início do trecho $\vec{F}(0,\omega)$ e o vetor de fasores no final do trecho $\vec{F}(d,\omega)$, para isto, basta simplesmente substituir z na equação 2.44 pelo comprimento d. Com isto se obtém as relações 2.45 e 2.46

$$\vec{F}(d,\omega) = \mathbf{Q}\begin{bmatrix} e^{(\lambda_1 d)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{(\lambda_2 d)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{(\lambda_{2N} d)} \end{bmatrix}\mathbf{Q}^{-1}\vec{F}(0,\omega) \qquad (2.45)$$

$$\vec{F}(0,\omega) = \mathbf{Q}\begin{bmatrix} e^{(-\lambda_1 d)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{(-\lambda_2 d)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{(-\lambda_{2N} d)} \end{bmatrix}\mathbf{Q}^{-1}\vec{F}(d,\omega) \qquad (2.46)$$

Por conseguinte fica definida a matriz de transmitância $\mathbf{T}_L(\omega)$ para este trecho de linha, usando notação coerente com o restante do texto é da maneira indicada em 2.47.

$$\mathbf{T}_L(\omega) = \mathbf{Q} \begin{bmatrix} e^{(-\lambda_1 d)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{(-\lambda_2 d)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{(-\lambda_{2N} d)} \end{bmatrix} \mathbf{Q}^{-1} \tag{2.47}$$

2.1.6 Solução do sistema equivalente por análise modal

A solução para as tensões e correntes de linhas de transmissão com múltiplos condutores por análise modal é um tópico já dominado e difundido. Também é difundida a aplicação desta no contexto da determinação dos canais PLC, ou no cálculo da resposta das das redes de potência à sinais de alta freqüência. Os trabalhos, [Amore e Sarto 1997], [Durbak e Stewart Apr. 1990], [Calliacoudas e Issa 2002], [Amirshahi e Kavehrad 2005], [Banwell e Galli 2005] entre muitos outros ilustram este ponto.

Um aspecto importante da análise modal aplicada as MTL é que se torna direta a associação da teoria clássica de linhas de transmissão a dois condutores com o que acontece nestas. Essencialmente, o conjunto de N tensões, $\vec{v}(z,t)$, e N correntes $\vec{i}(z,t)$ são decompostos por transformações lineares em seus equivalentes modais, com isto é possível a definição de um sistema alternativo à 2.15 e 2.16 em que as equações são desacopladas.

Dentro da linha de transmissão com múltiplos condutores (MTL); para as componentes de corrente e tensão de um modo particular; é possível afirmar que se comportam de maneira similar à tensão e a corrente numa linha a dois condutores. É como se cada modo de transmissão se comportasse de maneira independente, com seus parâmetros: velocidade de propagação, impedância característica, constante de propagação, admitância por metro e impedância por metro próprios.

Decomposição Multimodal

Será assumido que existe uma matriz de transformação linear $\mathbf{Q_V}$, não singular, $N \times N$ capaz de definir um vetor de fasores modais de tensão, $\vec{\mathcal{V}}(z,\omega)$, da forma dada em 2.48 e 2.49.

$$\vec{\mathcal{V}}(z,\omega) = \mathbf{Q_V}^{-1}\vec{V}(z,\omega) \tag{2.48}$$

$$\vec{V}(z,\omega) = \mathbf{Q_V}\vec{\mathcal{V}}(z,\omega) \tag{2.49}$$

Da mesma forma será assumido que existe a matriz de transformação linear $\mathbf{Q_I}$, não singular, $N \times N$ capaz de definir um vetor de fasores modais de corrente, $\vec{\mathcal{I}}\,(z,\omega)$, da forma dada em 2.50 e 2.51.

$$\vec{\mathcal{I}}\,(z,\omega) = \mathbf{Q_I}^{-1}\vec{I}\,(z,\omega) \tag{2.50}$$

$$\vec{I}\,(z,\omega) = \mathbf{Q_I}\vec{\mathcal{I}}\,(z,\omega) \tag{2.51}$$

A substituição de 2.49 e 2.51 e nas equações 2.52 e 2.53 gera as equações dadas por 2.52 e 2.53.

$$\frac{\delta\vec{\mathcal{V}}}{\delta z} = -\mathbf{Q_V}^{-1}\mathbf{\acute{Z}}\mathbf{Q_I}\vec{\mathcal{I}} \tag{2.52}$$

$$\frac{\delta\vec{\mathcal{I}}}{\delta z} = -\mathbf{Q_I}^{-1}\mathbf{\acute{Y}}\mathbf{Q_V}\vec{\mathcal{V}} \tag{2.53}$$

As matrizes $\mathbf{Q_V}$ e $\mathbf{Q_I}$ devem ser escolhidas de forma a tornar válidas as equações 2.55 e 2.54 de forma que as matrizes $\mathbf{\Upsilon}$ e $\mathbf{\Xi}$ sejam diagonais da forma dada em 2.56 e 2.57. O elemento $\mathcal{Y}_m$ da matriz $\mathbf{\Upsilon}$ representa a admitância por metro modal do modo m, de forma similar, o elemento $\mathcal{Z}_m$ da matriz $\mathbf{\Xi}$ representa a impedância por metro modal do modo m.

$$\mathbf{\Xi} = \mathbf{Q_V}^{-1}\mathbf{\acute{Z}}\mathbf{Q_I} \tag{2.54}$$

$$\mathbf{\Upsilon} = \mathbf{Q_I}^{-1}\mathbf{\acute{Y}}\mathbf{Q_V} \tag{2.55}$$

$$\mathbf{\Xi} = \begin{bmatrix} \mathcal{Z}_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathcal{Z}_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathcal{Z}_N \end{bmatrix}_{N\times N} \tag{2.56}$$

$$\mathbf{\Upsilon} = \begin{bmatrix} \mathcal{Y}_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathcal{Y}_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathcal{Y}_N \end{bmatrix}_{N\times N} \tag{2.57}$$

Assim sendo as equações 2.52 e 2.53, que representam um conjunto de $2N$ equações acopladas podem ser substituidas por N pares de equações, sendo que estão desacopladas par à par e cada par está associado à um modo m do tipo expresso em 2.58 e 2.59. Nestas

equações $\mathcal{V}_m$ representa o fasor modal $\mathcal{V}_m(z,\omega)$ referente ao m-ésimo modo de tensão ou a m-ésima componente de $\vec{\mathcal{V}}(z,\omega)$ e $\mathcal{I}_m$ representa o fasor modal $\mathcal{I}_m(z,\omega)$ referente ao m-ésimo modo de corrente ou a m-ésima componente de $\vec{\mathcal{I}}(z,\omega)$.

$$\frac{\delta \mathcal{V}_m}{\delta z} = -\mathcal{Z}_m \mathcal{I}_m \tag{2.58}$$

$$\frac{\delta \mathcal{I}_m}{\delta z} = -\mathcal{Y}_m \mathcal{V}_m \tag{2.59}$$

A matriz $\mathbf{P} = \mathbf{ZY}$ que aparece em 2.15 é uma matriz quadrada de ordem N. Assumindo que $\mathbf{P}$ é não singular e possui N autovalores, γ_m^2, diferentes, existe uma matriz diagonal, $\mathbf{\Gamma^2}$, como em 2.60, fruto da diagonalização indicada 2.61. Com o auxílio das definições dadas em 2.55 e 2.54 e fácil mostrar,2.63, que esta diagonalização pode ser realizada com o auxilio da matriz de transformação linear $\mathbf{Q_V}$, $N \times N$, não singular. Também é fácil demonstrar as identidades 2.64 e 2.65.

$$\mathbf{\Gamma^2} = \begin{bmatrix} \gamma_1^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \gamma_2^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \gamma_N^2 \end{bmatrix}_{N \times N} \tag{2.60}$$

$$\mathbf{\Gamma^2} = \mathbf{Q_V}^{-1}\mathbf{P}\mathbf{Q_V} \tag{2.61}$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{Q_V}\mathbf{\Gamma^2}\mathbf{Q_V}^{-1} \tag{2.62}$$

$$\mathbf{\Xi\Upsilon} = \mathbf{Q_V}^{-1}\mathbf{\acute{Z}}\mathbf{Q_I}\mathbf{Q_I}^{-1}\mathbf{\acute{Y}}\mathbf{Q_V} \tag{2.63}$$

$$\mathbf{\Xi\Upsilon} = \mathbf{\Gamma^2} \tag{2.64}$$

$$\mathcal{Z}_m\mathcal{Y}_m = \gamma_m^2 \tag{2.65}$$

Se na equação 2.15 a equivalência 2.49 é considerada, 2.15 pode então ser escrita como dado em 2.66 ou 2.67.

$$\frac{\delta^2 \vec{\mathcal{V}}}{\delta z^2} = \mathbf{Q_V}^{-1}\mathbf{P}\mathbf{Q_V}\vec{\mathcal{V}} \tag{2.66}$$

$$\frac{\delta^2 \vec{\mathcal{V}}}{\delta z^2} = \mathbf{\Gamma^2}\vec{\mathcal{V}} \tag{2.67}$$

Como a matriz $\mathbf{\Gamma^2}$ é diagonal, a equação 2.67 representa na verdade um conjunto de equações diferenciais desacopladas da forma dada em 2.68.

$$\frac{\delta^2 \mathcal{V}_m}{\delta z^2} = \gamma_m^2 \mathcal{V}_m \tag{2.68}$$

Similarmente, a matriz $\mathbf{P}^T = \mathbf{YZ}$ que aparece em 2.16 é também uma matriz quadrada de ordem N. Como os autovalores de uma matriz são exatamente iguais aos de sua transposta, a diagonalização de $\mathbf{P}^T$ leva exatamente a mesma matriz $\mathbf{\Gamma^2}$, mesmos autovalores γ_m^2. A diagonalização, indicada em 2.69, deve ser realizada com o auxilio da matriz de transformação linear $\mathbf{Q_I}$, $N \times N$.

$$\mathbf{\Gamma^2} = \mathbf{Q_I}^{-1} \mathbf{P}^T \mathbf{Q_I} \tag{2.69}$$

Pode assim ser escrita a equação 2.70.

$$\frac{\delta^2 \vec{\mathcal{I}}}{\delta z^2} = \mathbf{\Gamma^2} \vec{\mathcal{I}} \tag{2.70}$$

Similarmente ao que acontece com as tensões, 2.70 representa N equações iguais à 2.71 para cada um dos N autovalores γ_m^2, associados aos N modos presentes.

$$\frac{\delta^2 \mathcal{I}_m}{\delta z^2} = \gamma_m^2 \mathcal{I}_m \tag{2.71}$$

Transpondo a equação 2.69 e comparando com a equação 2.61, como em 2.72, pode-se demonstrar a identidade 2.73, Assim bastando encontrar a matriz que diagonaliza $\mathbf{P}$ para definir as matrizes de transformação necessárias.

$$\mathbf{Q_I}^T \mathbf{P} \mathbf{Q_I}^{-1^T} = \mathbf{Q_V}^{-1} \mathbf{P} \mathbf{Q_V} \tag{2.72}$$

$$\mathbf{Q_I}^T = \mathbf{Q_V}^{-1} \tag{2.73}$$

Claro que, como $\acute{\mathbf{Z}}$,$\acute{\mathbf{Y}}$,$\mathbf{P}$ e $\mathbf{P}^T$ são funções da freqüência angular ω as matrizes $\mathbf{Q_I}$, $\mathbf{Q_V}$ e $\mathbf{\Gamma^2}$ e seus elementos também são função da freqüência angular ω.

Matriz de transmitância modal

Como afirmado, para um determinado modo de transmissão m, a tensão $\mathcal{V}_m(z,\omega)$ e a corrente $\mathcal{I}_m(z,\omega)$ se comportam dentro da linha de maneira similar à sistemas a 2 condutores. São regidas pelo conjunto de equações 2.71, 2.68, 2.58, 2.59 e vale a identidade 2.65.

Assim sendo todos os resultados da teoria de transmissão a $2 = 1 + 1$ condutores são aplicáveis, sendo possível escrever $\mathcal{V}_m(z,\omega)$ e $\mathcal{I}_m(z,\omega)$ das formas dadas em 2.74 e 2.75 valendo a identidade 2.65.

$$\mathcal{V}_m(z,\omega) = \mathcal{V}_m^+ e^{-\gamma_m z} + \mathcal{V}_m^- e^{+\gamma_m z} \tag{2.74}$$

$$\mathcal{I}_m(z,\omega) = \mathcal{I}_m^+ e^{-\gamma_m z} - \mathcal{I}_m^- e^{+\gamma_m z} \tag{2.75}$$

Como sabido, nas equações 2.74 e 2.75; o termo $\mathcal{V}_m^+$ é uma constante complexa associada a frente de onda de tensão no modo m que se propaga no sentido positivo e o termo $\mathcal{V}_m^-$ à frente propagando-se no sentido negativo. O mesmo pode ser dito para os termos $\mathcal{I}_m^+$ e $\mathcal{I}_m^-$ para as frentes de onda de corrente no modo m.

Também são conhecidas as relações indicadas por 2.76, fruto da análise de linhas hipotéticas semi-infinitas e da consideração das equações 2.58 e 2.59.

$$\frac{\mathcal{V}_m^+}{\mathcal{I}_m^+} = \frac{\mathcal{V}_m^-}{\mathcal{I}_m^-} = \frac{\mathcal{Z}_m}{\gamma_m} = \frac{\gamma_m}{\mathcal{Y}_m} = \sqrt{\frac{\mathcal{Z}_m}{\mathcal{Y}_m}} = \mathcal{Z}_{Cm} \tag{2.76}$$

Em 2.76, $\mathcal{Z}_{Cm}$ define a impedância característica modal para o modo m que é a relação entre a tensão e a corrente da frente de onda que se propaga no sentido positivo, ou entre a tensão e corrente que se propaga no sentido negativo. A equação 2.75 então pode ser escrita da forma dada por 2.77

$$\mathcal{I}_m(z,\omega) = \frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} \mathcal{V}_m^+ e^{-\gamma_m z} - \frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} \mathcal{V}_m^- e^{+\gamma_m z} \tag{2.77}$$

O sistema dado por 2.77 e 2.74 pode ser escrito da forma matricial por 2.78.

$$\begin{bmatrix} \mathcal{I}_m(z,\omega) \\ \mathcal{V}_m(z,\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} e^{-\gamma_m z} & -\frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} e^{+\gamma_m z} \\ e^{-\gamma_m z} & e^{+\gamma_m z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{V}_m^+ \\ \mathcal{V}_m^- \end{bmatrix} \tag{2.78}$$

Alternativamente, poderia também ser deduzida a equação matricial dada por 2.79.

$$\begin{bmatrix} \mathcal{I}_m(z,\omega) \\ \mathcal{V}_m(z,\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_m z} & -e^{+\gamma_m z} \\ \mathcal{Z}_{Cm} e^{-\gamma_m z} & \mathcal{Z}_{Cm} e^{+\gamma_m z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{I}_m^+ \\ \mathcal{I}_m^- \end{bmatrix} \tag{2.79}$$

O sistema de equações da linha a multicondutores deixa sempre duas constantes à serem determinadas por modo de transmissão o que deve ser feito com auxílio das condições de fronteira. No caso exemplo da equação 2.78, as constantes são $\mathcal{V}_m^+$ e $\mathcal{V}_m^-$ e no caso da equação 2.79, são $\mathcal{I}_m^+$ e $\mathcal{I}_m^-$.

Para $z = d$ onde d é o comprimento total da linha e para $z = 0$, a equação 2.78 pode ser escrita respectivamente por 2.80 e 2.81

$$\begin{bmatrix} \mathcal{I}_m(d,\omega) \\ \mathcal{V}_m(d,\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} e^{-\gamma_m d} & -\frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} e^{+\gamma_m d} \\ e^{-\gamma_m d} & e^{+\gamma_m d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{V}_m^+ \\ \mathcal{V}_m^- \end{bmatrix} \tag{2.80}$$

$$\begin{bmatrix} \mathcal{I}_m(0,\omega) \\ \mathcal{V}_m(0,\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} & -\frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{V}_m^+ \\ \mathcal{V}_m^- \end{bmatrix} \tag{2.81}$$

Considerando que $\begin{bmatrix} \frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} & -\frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$ é inversível para $\mathcal{Z}_{Cm} \neq 0$; é possível escrever os fasores de tensão e corrente modais no final da linha, $z = d$, em função dos fasores modais no início desta, $z = 0$, como em 2.82, 2.83 e finalmente 2.84.

$$\begin{bmatrix} \mathcal{I}_m(d,\omega) \\ \mathcal{V}_m(d,\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} e^{-\gamma_m d} & -\frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} e^{+\gamma_m d} \\ e^{-\gamma_m d} & e^{+\gamma_m d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} & -\frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathcal{I}_m(0,\omega) \\ \mathcal{V}_m(0,\omega) \end{bmatrix} \tag{2.82}$$

$$\begin{bmatrix} \mathcal{I}_m(d,\omega) \\ \mathcal{V}_m(d,\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} e^{-\gamma_m d} & -\frac{1}{\mathcal{Z}_{Cm}} e^{+\gamma_m d} \\ e^{-\gamma_m d} & e^{+\gamma_m d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\mathcal{Z}_{Cm}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{\mathcal{Z}_{Cm}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{I}_m(0,\omega) \\ \mathcal{V}_m(0,\omega) \end{bmatrix} \tag{2.83}$$

$$\begin{bmatrix} \mathcal{I}_m(d,\omega) \\ \mathcal{V}_m(d,\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cosh(\gamma_m d) & -\frac{senh(\gamma_m d)}{\mathcal{Z}_{Cm}} \\ -\mathcal{Z}_{Cm} senh(\gamma_m d) & cosh(\gamma_m d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{I}_m(0,\omega) \\ \mathcal{V}_m(0,\omega) \end{bmatrix} \tag{2.84}$$

Assim sendo está definida em 2.84 uma matriz de transmitância para o m-ésimo modo.

Matriz de transmitância MTL

Para efeito de simplificação da notação subsequente, serão definidas as seguintes matrizes.

A matriz $\mathbf{\Gamma} = \sqrt{\mathbf{\Gamma}^2}$ dada em 2.85 , que é uma matriz diagonal que contém as constantes de propagação $\gamma_m = \sqrt{\gamma_m^2} = \sqrt{\mathcal{Z}_m \mathcal{Y}_m}$.

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \gamma_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \gamma_N \end{bmatrix}_{N \times N} \tag{2.85}$$

A matriz de impedâncias características $\mathbf{\Xi_C}$ que é uma matriz diagonal que contém as impedâncias características de cada modo, $\mathcal{Z}_{Cm}$, ela pode ser encontrada por 2.86 e é explicitada em 2.87.

$$\mathbf{\Xi_C} = \mathbf{\Gamma}\mathbf{\Upsilon}^{-1} = \mathbf{\Xi}\mathbf{\Gamma}^{-1} = \sqrt{\mathbf{\Xi}\mathbf{\Upsilon}^{-1}} \tag{2.86}$$

$$\mathbf{\Xi_C} = \begin{bmatrix} \mathcal{Z}_{C1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathcal{Z}_{C2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathcal{Z}_{CN} \end{bmatrix}_{N\times N} \tag{2.87}$$

Podem ser definidas as matrizes $\mathbf{cosh}\,(\mathbf{\Gamma}d)$ e $\mathbf{sinh}\,(\mathbf{\Gamma}d)$ explicitas em 2.88 e 2.89.

$$\mathbf{cosh}\,(\mathbf{\Gamma}d) = \begin{bmatrix} cosh\,(\gamma_1 d) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & cosh\,(\gamma_2 d) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & cosh\,(\gamma_N d) \end{bmatrix}_{N\times N} \tag{2.88}$$

$$\mathbf{senh}\,(\mathbf{\Gamma}d) = \begin{bmatrix} senh\,(\gamma_1 d) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & senh\,(\gamma_2 d) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & senh\,(\gamma_N d) \end{bmatrix}_{N\times N} \tag{2.89}$$

As duas equações dadas em notação matricial em 2.84 para cada um dos N modos de transmissão, podem ser agrupadas em em notação matricial que compreenda todas as $2N$ equações. Como explicitado em 2.90 e 2.91

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} cosh(\gamma_1 d) & 0 & \dots & 0 & -\mathcal{Z}_{C1}^{-1} senh(\gamma_1 d) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & cosh(\gamma_2 d) & \dots & 0 & 0 & -\mathcal{Z}_{C2}^{-1} senh(\gamma_2 d) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & cosh(\gamma_N d) & 0 & 0 & \dots & -\mathcal{Z}_{CN}^{-1} senh(\gamma_N d) \\ -\mathcal{Z}_{C1} senh(\gamma_1 d) & 0 & \dots & 0 & cosh(\gamma_1 d) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\mathcal{Z}_{C2} senh(\gamma_2 d) & \dots & 0 & 0 & cosh(\gamma_2 d) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -\mathcal{Z}_{CN} senh(\gamma_N d) & 0 & 0 & \dots & cosh(\gamma_N d) \end{bmatrix} \tag{2.90}$$

$$\begin{bmatrix} \mathcal{I}_1(d,\omega) \\ \mathcal{I}_2(d,\omega) \\ \vdots \\ \mathcal{I}_N(d,\omega) \\ \mathcal{V}_1(d,\omega) \\ \mathcal{V}_2(d,\omega) \\ \vdots \\ \mathcal{V}_N(d,\omega) \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{2N\times 2N} \begin{bmatrix} \mathcal{I}_1(0,\omega) \\ \mathcal{I}_2(0,\omega) \\ \vdots \\ \mathcal{I}_N(0,\omega) \\ \mathcal{V}_1(0,\omega) \\ \mathcal{V}_2(0,\omega) \\ \vdots \\ \mathcal{V}_N(0,\omega) \end{bmatrix} \tag{2.91}$$

e em de forma sintética por 2.92.

$$\begin{bmatrix} \vec{\mathcal{I}}(d,\omega) \\ \vec{\mathcal{V}}(d,\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{cosh}(\boldsymbol{\Gamma} d) & -\boldsymbol{\Xi}_\mathbf{C}{}^{-1}\mathbf{senh}(\boldsymbol{\Gamma} d) \\ -\boldsymbol{\Xi}_\mathbf{C}\mathbf{senh}(\boldsymbol{\Gamma} d) & \mathbf{cosh}(\boldsymbol{\Gamma} d) \end{bmatrix}_{2N\times 2N} \begin{bmatrix} \vec{\mathcal{I}}(0,\omega) \\ \vec{\mathcal{V}}(0,\omega) \end{bmatrix} \tag{2.92}$$

Substituindo as relações dadas por 2.48 e 2.50 em 2.92 é obtida 2.95, com os algebrismos mostrados em 2.93 e 2.94.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Q_I}^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Q_V^{-1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\mathcal{I}}(d,\omega) \\ \vec{V}(d,\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{cosh}(\boldsymbol{\Gamma} d) & -\boldsymbol{\Xi}_\mathbf{C}{}^{-1}\mathbf{senh}(\boldsymbol{\Gamma} d) \\ -\boldsymbol{\Xi}_\mathbf{C}\mathbf{senh}(\boldsymbol{\Gamma} d) & \mathbf{cosh}(\boldsymbol{\Gamma} d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Q_I}^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Q_V^{-1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}(0,\omega) \\ \vec{V}(0,\omega) \end{bmatrix} \tag{2.93}$$

$$\begin{bmatrix} \vec{I}(d,\omega) \\ \vec{V}(d,\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q_I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Q_V} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{cosh}(\boldsymbol{\Gamma} d) & -\boldsymbol{\Xi}_\mathbf{C}{}^{-1}\mathbf{senh}(\boldsymbol{\Gamma} d) \\ -\boldsymbol{\Xi}_\mathbf{C}\mathbf{senh}(\boldsymbol{\Gamma} d) & \mathbf{cosh}(\boldsymbol{\Gamma} d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Q_I}^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Q_V^{-1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}(0,\omega) \\ \vec{V}(0,\omega) \end{bmatrix} \tag{2.94}$$

$$\begin{bmatrix} \vec{I}(d,\omega) \\ \vec{V}(d,\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q_I}\mathbf{cosh}(\boldsymbol{\Gamma} d)\,\mathbf{Q_I}^{-1} & -\mathbf{Q_I}\boldsymbol{\Xi}_\mathbf{C}{}^{-1}\mathbf{senh}(\boldsymbol{\Gamma} d)\,\mathbf{Q_V^{-1}} \\ -\mathbf{Q_V}\boldsymbol{\Xi}_\mathbf{C}\mathbf{senh}(\boldsymbol{\Gamma} d)\,\mathbf{Q_I}^{-1} & \mathbf{Q_V}\mathbf{cosh}(\boldsymbol{\Gamma} d)\,\mathbf{Q_V^{-1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}(0,\omega) \\ \vec{V}(0,\omega) \end{bmatrix} \tag{2.95}$$

A equação matricial 2.95 já define a matriz de transmitância desejada, mas é possível se chegar a uma definição que não depende das matrizes modais.

Da teoria matricial sabemos que, quando é possível diagonalizar uma matriz $\mathbf{A}$ obtendo a matriz $\boldsymbol{\Lambda}$ diagonal, a partir da transformação $\mathbf{Q}$ tal que $\mathbf{A} = \mathbf{Q}\boldsymbol{\Lambda}\mathbf{Q}^{-1}$; e é aplicada uma função f à matriz $\mathbf{A}$, a identidade 2.96é verdadeira.

$$f(\mathbf{A}) = \mathbf{Q}f(\boldsymbol{\Lambda})\,\mathbf{Q}^{-1} \tag{2.96}$$

Com o auxílio de 2.96 e as definições 2.85, 2.61 e 2.69 pode-se reescrever a equação matricial 2.95 por 2.97.

$$\begin{bmatrix} \vec{I}\,(d,\omega) \\ \vec{V}\,(d,\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{cosh}\left(\sqrt{\mathbf{P^T}}d\right) & -\mathbf{Q_I}\mathbf{\Xi_C}^{-1}\mathbf{Q_V^{-1}}\mathbf{senh}\left(\sqrt{\mathbf{P}}d\right) \\ -\mathbf{Q_V}\mathbf{\Xi_C}\mathbf{Q_I}^{-1}\mathbf{senh}\left(\sqrt{\mathbf{P^T}}d\right) & \mathbf{cosh}\left(\sqrt{\mathbf{P}}d\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}\,(0,\omega) \\ \vec{V}\,(0,\omega) \end{bmatrix} \tag{2.97}$$

Com o auxílio de 2.96, 2.86, 2.85, 2.54e 2.55, podem ser também ser definidas as identidades 2.98 e 2.99. Estas podem ser substituídas em 2.97 gerando o sistema definido por 2.100. Pelo significado do termo matricial $\mathbf{Q_V}\mathbf{\Xi_C}\mathbf{Q_I}^{-1}$, como mostrado em 2.98 e 2.99, ele é considerado como a matriz de impedâncias características $\mathbf{Z_C}$.

$$\mathbf{Q_V}\mathbf{\Xi_C}\mathbf{Q_I}^{-1} = \mathbf{Q_V}\mathbf{\Gamma}\mathbf{Q_V}^{-1}\mathbf{Q_V}\mathbf{\Upsilon}^{-1}\mathbf{Q_I}^{-1} = \sqrt{\mathbf{P}}\acute{\mathbf{Y}}^{-1} \tag{2.98}$$

$$\mathbf{Q_V}\mathbf{\Xi_C}\mathbf{Q_I}^{-1} = \mathbf{Q_V}\mathbf{\Xi}\mathbf{Q_I}^{-1}\mathbf{Q_I}\mathbf{\Gamma}^{-1}\mathbf{Q_I}^{-1} = \acute{\mathbf{Z}}\sqrt{\mathbf{P^T}}^{-1} \tag{2.99}$$

$$\begin{bmatrix} \vec{I}\,(d,\omega) \\ \vec{V}\,(d,\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{cosh}\left(\sqrt{\mathbf{P^T}}d\right) & -\mathbf{Z_C}^{-1}\mathbf{senh}\left(\sqrt{\mathbf{P}}d\right) \\ -\mathbf{Z_C}\mathbf{senh}\left(\sqrt{\mathbf{P^T}}d\right) & \mathbf{cosh}\left(\sqrt{\mathbf{P}}d\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}\,(0,\omega) \\ \vec{V}\,(0,\omega) \end{bmatrix} \tag{2.100}$$

A inversão da matriz definida em 2.100 é bastante simples, bastando inverter sinal de d nesta, originando 2.101, dadas as propriedades $senh(x) = -senh(-x)$ e $cosh(x) = cosh(-x)$ destas funções hiperbólicas.

$$\begin{bmatrix} \vec{I}\,(0,\omega) \\ \vec{V}\,(0,\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{cosh}\left(\sqrt{\mathbf{P^T}}d\right) & \mathbf{Z_C}^{-1}\mathbf{senh}\left(\sqrt{\mathbf{P}}d\right) \\ \mathbf{Z_C}\mathbf{senh}\left(\sqrt{\mathbf{P^T}}d\right) & \mathbf{cosh}\left(\sqrt{\mathbf{P}}d\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}\,(d,\omega) \\ \vec{V}\,(d,\omega) \end{bmatrix} \tag{2.101}$$

Está definida então a matriz de transmitância $\mathbf{T}_L\,(\omega\,)$ dada em 2.102 de maneira equivalente à definição desejada e este resultado é necessáriamente igual ao obtido em 2.47

$$\mathbf{T}_L(\omega) = \begin{bmatrix} \mathbf{cosh}\left(\sqrt{\mathbf{P^T}}d\right) & \mathbf{Z_C}^{-1}\mathbf{senh}\left(\sqrt{\mathbf{P}}d\right) \\ \mathbf{Z_C}\mathbf{senh}\left(\sqrt{\mathbf{P^T}}d\right) & \mathbf{cosh}\left(\sqrt{\mathbf{P}}d\right) \end{bmatrix} \tag{2.102}$$

2.2 Parâmetros de primeira ordem para linhas aéreas de MT

2.2.1 Estruturas dos postes e distâncias entre os condutores

Como afirmado em [Clayton 1994] o que caracteriza uma linha de transmissão, diferenciando das outras linhas com o mesmo número de condutores e distância, é a natureza dos materiais e a geometria de sua seção geométrica transversal.

As redes de distribuição primária normalmente empregadas podem ser classificadas principalmente em subterrâneas ou aéreas; Este texto dedica especial atenção as redes aéreas por mais freqüêntes no contexto da realidade Brasileira, principalmente em se tratando de localidades distantes dos grandes centros urbanos. As redes aéreas ainda podem ser classificadas em compactas ou não, as que necessitam de isolamento nos condutores e as que podem apresentar condutores nús.

O tipo de rede de distribuição aérea empregado indica também que tipos de estrutura podem ser usadas nos postes. A estrutura do poste determina as distâncias entre os condutores, às distâncias até a terra, sua escolha correlaciona-se com a escolha do cabeamento utilizado. Os postes podem ser feitos de diferentes materiais isolantes como: madeira, fibra de vidro e concreto e até não isolantes como os feitos de aço, que é geralmente empregado para condições de grande esforço mecânico. Os cabos podem apresentar diferentes geometrias transversais, diferentes materiais para os isolamentos e para os condutores. Nas redes aéreas, o conjunto cabeamento e postes determina a seção transversal da linha de transmissão e conseqüentemente os valores por metro para as admitâncias, $\acute{\mathbf{Y}}$, e impedâncias, $\acute{\mathbf{Y}}$.

As figuras 2.5, 2.6, 2.7 e 2.8 retiradas do texto [Roncolatto 2008] ilustram dois exemplos de estruturas bastante utilizadas para condutores nús.

Figura 2.5: Descrição da estrutura 1 para condutor nu, vista em perfil. @CPFL.

Figura 2.6: Descrição da estrutura 1 para condutor nu, vista superior. @CPFL.

Figura 2.7: Descrição da estrutura 2 para condutor nu, vista em perfil. @CPFL.

Figura 2.8: Descrição da estrutura 2 para condutor nu, vista superior.@CPFL.

Ao invés de condutores apoiados no topo dos postes, nas redes de distribuição compactas são utilizados separadores, como os ilustrados na figura 2.10 , para manter os condutores em distâncias fixas pré determinadas entre eles. Exemplo ilustrado em 2.9 retirado de [Ferreira 2009]. Estas estruturas compreendem um cabo mensageiro cuja finalidade é a sustentação dos separadores e condutores. As distâncias entre os condutores, neste caso, são substancialmente menores, da ordem de dezenas de centímetros, apresentando conseqüente alteração nos valores das impedâncias por metro. Normalmente o cabo mensageiro é aterrado também o que faz com que o condutor referência seja cilíndrico e não plano e esteja substancialmente mais próximo.

Figura 2.9: Separadores vertical polimérico para rede compacta. @BANDEIRANTE.

Figura 2.10: Separadores usados em redes de distribuição compactas. @CPFL.

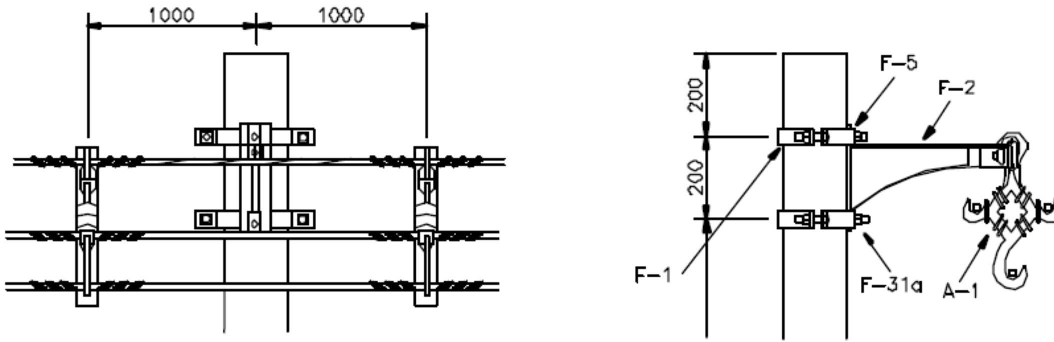


Figura 2.11: Estrutura usada em redes de distribuição compactas. @CPFL.

Cada estrutura apresentada determina um conjunto de distâncias d_{ij} , entre o condutor i e o condutor j,nas redes trifásicas de distribuição. No caso da estrutura representada em 2.5 e 2.6, as distâncias são $d_{12} = 1,2m$ $d_{23} = 0,6m$ e $d_{31} = 1,8$m e $10m$ até o solo. O separador do tipo losangular ilustrado em 2.10, mantém uma distância entre os condutores de aproximadamente $19cm$.

Um aspecto fundamental nas redes de distribuição, quando são consideradas as freqüências mais elevadas, portadoras de sinal, é a distância dos condutores até a terra. Esta distância pode ser inferida a partir da alturas mínima que tem de ser observada por norma ou pelo conhecimento da estrutura efetivamente utilizada. A distância à terra é importante quando os solos são dispersivos, com impedância elevada, pois este é um fator preponderante na atenuação. Nesta situação o método do espelhamento simples para o cálculo dos parâmetros por metro deve ser substituído por técnicas mais elaboradas.

2.2.2 Condutores utilizados em linhas aéreas

Um dos fatores para classificar no tipo da linha de transmissão são os condutores utilizados, são muitos materiais consutores disponíveis, destacando-se por razões economicas e de eficiência o cobre e o alumínio. Atualmente o alumínio tem sido largamente utilizado em MT, pela boa relação que apresenta entre a corrente total conduzida e o peso e por ter preço inferior ao cobre. A seguir segue a descrição dos tipos de condutores normalmente encontrados na rede de média tensão, esta descrição é uma tradução do que consta em [Vazquez et al. 2005]

AAC Condutor totalmente de alumínio "All Aluminium Conductor". É feito em um encordoamento de um ou mais fios de liga de alumínio 1350 (99, 5% pura com condutividade mínima de 61% IACS]. Por causa da sua pouca resistência a tensão mecânica em relação ao peso, o uso do condutor AAC está limitado a distribuição rural, por causa das grandes distâncias. Entretanto , o AAC tem tido uso intensivo em áreas urbanas onde precisam cobrir pouca distância, mas mas uma condutividade alta é requerida. Estes condutores também são utilizados em áreas costeiras devido ao alto grau de resistência a corrosão. Observar exemplo da figura 2.12.

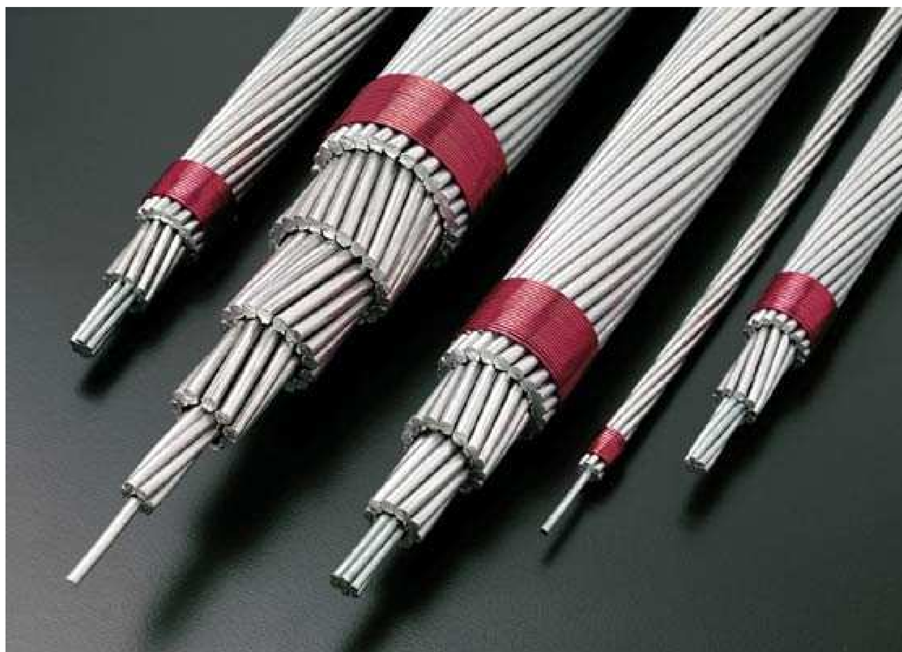


Figura 2.12: Exemplo de cabos AAC. @OPERA

ACSR Condutor de alumínio reforçado com aço, " Aluminium Conductor Steel Reinforced". O cabo ACSR consiste de um centro sólido ou encordoado de aço cercado por uma ou mais camadas de alumínio 1350. Olhar 2.13 e . A quantidade de aço pode variar entre 6% à 40%. A principal vantagem deste condutor é a alta resistência mecânica a tração em comparação com o seu peso. Isto significa uma maior distância possível entre os suportes e uma maior resistência a gelo e vento.

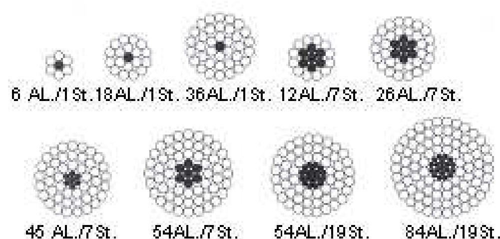


Figura 2.13: Exemplo de seção transversal de cabos ACSR. @OPERA

AAAC Condutor totalmente de liga de alumínio "All Aluminium Alloy Conductor". Todos os fios do seu encordoamento são feitos de uma liga entre alumínio, magnésio e silicone de alta condutividade, ela contêm (0,6-0,9%) de magnésio e (0,5-0,9%) de silicone, para conceder a liga uma maior resistência mecânica. Condutores AAAC são geralmente feitos com a liga de alumínio 6201, com condutividade mínima de 54%. Os condutores AAAC tem uma maior resistência a corrosão, melhor razão entre força e peso e melhor condutividade do que o ACSR, quando com o mesmo diâmetro. O AAAC é muito usado em áreas costeiras onde o uso do ACSR é proibitivo. Exemplo na figura 2.14.



Figura 2.14: Exemplo de cabos AAAC. @OPERA

ACAR Condutores de alumínio reforçado com liga de alumínio, "Aluminium Conductor Aluminium-Alloy Reinforced". No seu encordoamento este condutor combina fios AAC e fios AAAC para permitir um compromisso otimizado entre as propriedades elétricas e mecânicas. A vantagem primária do condutor ACAR está no fato de fios com liga ou sem liga pode ser selecionado, os fios podem ser substituídos entre si. Exemplos de seções transversais híbridas 2.15.

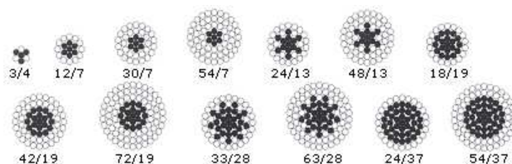


Figura 2.15: Exemplo de seção transversal de cabos ACAR. @OPERA

PE, XLPE O mais comum nas redes aéreas é o uso de condutores nús, mas estes podem ser isolados para aumentar a segurança e diminuir a chance de interrupção de serviço por causas naturais como queda de árvores ou vento. Os materiais mais em voga para realização deste isolamento são o Polietileno (PE) e o de polietileno reticulado " cross-linked polyethylene"(XLPE).

Os elementos mais importantes dos condutores na determinação nas impedâncias por metro e conseqüentemente na resposta em freqüência são sua resistividade para corrente contínua, raio médio geométrico e bitola. O fato de haver o isolamento também modifica as capacitâncias por metro desenvolvidas devido a diferente permissividade elétrica ϵ. Na seção 2.2.4 serão analisadas as correções necessárias nas impedâncias por metro devido ao efeito pelicular, fundamentais em se tratando de freqüências elevadas.

2.2.3 Método das imagens

Em se tratando de linhas aéreas de transmissão de energia, um dos métodos consagrados para levar em consideração o efeito do solo no cálculo dos parâmetros por metro é o método das imagens. Neste método, amplamente conhecido pela engenharia de sistemas de potência, [Grainger e Stevenson 1994], o solo pode ser aproximado por um plano de condutividade infinita. Esta suposição só é válida dentro de certos limites para a resistividade do solo e para a fraquência, necessitando das correções que são mostradas posteriormente quando estas condições não são satisfeitas. Tudo se passa como se houvesse para cada condutor k uma imagem $\acute{k}$ espelho em relação ao plano do solo como na figura 2.16

Para expressar qualquer distância $d_{u,k}$ entre os condutores u e k vale a relação geométrica, 2.103.

$$d_{u,k} = \sqrt{(x_u - x_k)^2 + (y_u - y_k)^2} \tag{2.103}$$

Apesar dos condutores reais não serem cilindros sólidos uniformes, neste trabalho eles serão assim considerados e será utilizado o conceito de raio equivalente para os condutores, por ser uma aproximação amplamente utilizada. A utilização de resultados mais elaborados que levam em consideração as não uniformidades da seção dos condutores será deixada para um trabalho posterior.

Capacitâncias por metro

Assume-se que os condutores presentes nas linhas de ditribuição são capazes de acumular cargas q. As densidades lineares $\dfrac{\Delta q_i}{\Delta z}$ de carga, acumuladas em cada condutor k, são responsáveis por gerar campo elétrico em torno destes. Prova-se que, para a suposição de ondas **TEM**, [Clayton 1994], os campos tranversais elétricos e magnéticos se comportam como se fossem estacionários. O campo elétrico total, distribuído em torno da linha é resultado da soma linear dos campos elétricos originados das cargas acumuladas em cada

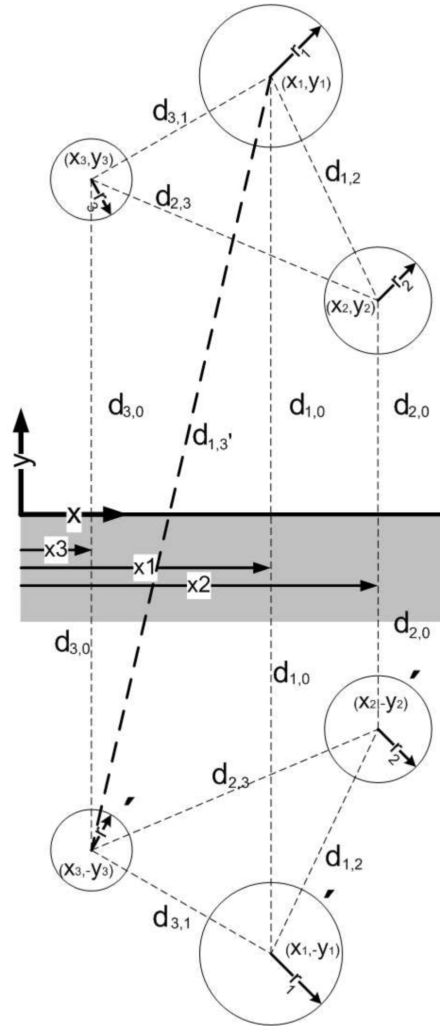


Figura 2.16: Sistema trifásico com condutores imagem

condutor individualmente. Para encontrar qualquer tensão diferencial entre dois pontos, basta unicamente integrar o campo gerado por cada densidade de carga, desde o ponto original até o ponto destino e posteriormente somar os resultados para obter a tensão resultante.

Com a utilização do método do espelhamento e considerando o solo como condutor de referência, pode-se afirmar que a tensão do condutor k até o solo, v_k, é igual a metade da tensão entre k e $\acute{k}$ sua versão espelhada, vale $v_k = \dfrac{v_{k,\acute{k}}}{2}$.

O resultado para a tensão entre o condutor k e o condutor $\acute{k}$, é dado por 2.104 [Grainger e Stevenson 1994], considerando condutores nús e assumindo que a permissividade do ar

é ε_0.

$$v_{k,\acute{k}} = \frac{1}{2\pi\varepsilon_0}\left\{\frac{\Delta q_k}{\Delta z}\ln\left(\frac{d_{k,\acute{k}}}{r_k}\right) +_{\substack{u=1\\u\neq k}}^{N} \frac{\Delta q_u}{\Delta z}\ln\left(\frac{d_{u,\acute{k}}}{d_{u,k}}\right) + \frac{\Delta q_{\acute{k}}}{\Delta z}\ln\left(\frac{r_{\acute{k}}}{d_{k,\acute{k}}}\right) +_{\substack{u=1\\u\neq k}}^{N} \frac{\Delta q_{\acute{u}}}{\Delta z}\ln\left(\frac{d_{\acute{u},\acute{k}}}{d_{\acute{u},k}}\right)\right\} \tag{2.104}$$

Da teoria eletromagnética básica sabe-se que, $q_k = -q_{\acute{k}} \quad \forall k$, da geometria tem-se que, $d_{u,k} = d_{\acute{u},\acute{k}} \quad \forall u, k$ e também, $d_{\acute{u},k} = d_{u,\acute{k}} \quad \forall u, k$, considerando isto e $v_k = \frac{v_{k,\acute{k}}}{2}$, a equação 2.104 pode ser transformada em 2.105.

$$v_k = \frac{1}{2\pi\varepsilon_0}\left\{\frac{\Delta q_k}{\Delta z}\ln\left(\frac{d_{k,\acute{k}}}{r_k}\right) +_{\substack{u=1\\u\neq k}}^{N} \frac{\Delta q_u}{\Delta z}\ln\left(\frac{d_{u,\acute{k}}}{d_{u,k}}\right)\right\} \tag{2.105}$$

A densidade das cargas que se acumulam nos condutores depende da equação de continuidade de cargas. O total de cargas em um volume é igual a toda a carga que entrou no volume, menos toda a carga que deixou o volume. No caso do volume ser um trecho de distância Δz num condutor, esta relação pode ser expressa por 2.106. Se Δz tende a zero a equação 2.106 pode ser representada por 2.107.

$$\frac{\Delta q}{\Delta z} = \frac{{}_{-\infty}^{t} i\,(z,t)\,\delta t - {}_{-\infty}^{t}\, i\,(z+\Delta z,t)\,\delta t}{\Delta z} \tag{2.106}$$

$$\lim_{\Delta z \to 0}\left(\frac{\Delta q}{\Delta z}\right) = \frac{\delta q}{\delta z} = -\int_{-\infty}^{t}\frac{\delta i}{\delta z}\delta t \tag{2.107}$$

Aplicando-se uma derivada temporal na equação 2.105 e considerando-se a identidade 2.107, chega-se a 2.108.

$$\frac{\delta v_k}{\delta t} = -\frac{1}{2\pi\varepsilon_0}\left\{\frac{\delta i_k}{\delta z}\ln\left(\frac{d_{k,\acute{k}}}{r_k}\right) +_{\substack{u=1\\u\neq k}}^{N} \frac{\delta i_u}{\delta z}\ln\left(\frac{d_{u,\acute{k}}}{d_{u,k}}\right)\right\} \tag{2.108}$$

O conjunto de N equações como 2.108 para todos os condutores pode ser representado da forma matricial dada por 2.109.

$$\frac{\delta \vec{v}}{\delta t} = -\frac{1}{2\pi\varepsilon_0}\begin{bmatrix} \ln\left(\frac{d_{1,\acute{1}}}{r_1}\right) & \ln\left(\frac{d_{2,\acute{1}}}{d_{2,1}}\right) & \cdots & \ln\left(\frac{d_{N,\acute{1}}}{d_{N,1}}\right) \\ \ln\left(\frac{d_{1,\acute{2}}}{d_{1,2}}\right) & \ln\left(\frac{d_{2,\acute{2}}}{r_2}\right) & \cdots & \ln\left(\frac{d_{N,\acute{2}}}{d_{N,2}}\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \ln\left(\frac{d_{1,\acute{N}}}{d_{1,N}}\right) & \ln\left(\frac{d_{2,\acute{N}}}{d_{2,N}}\right) & \cdots & \ln\left(\frac{d_{N,\acute{N}}}{r_N}\right) \end{bmatrix}\frac{\delta \vec{i}}{\delta z} \tag{2.109}$$

A equação 2.109 explicita uma matriz de capacitâncias por metro $\acute{\mathbf{C}}$, na linha de transmissão, dada por 2.110.

$$\left[\acute{\mathbf{C}}\right] = 2\pi\varepsilon_0 \begin{bmatrix} \ln\left(\frac{d_{1,\acute{1}}}{r_1}\right) & \ln\left(\frac{d_{2,\acute{1}}}{d_{2,1}}\right) & \cdots & \ln\left(\frac{d_{N,\acute{1}}}{d_{N,1}}\right) \\ \ln\left(\frac{d_{1,\acute{2}}}{d_{1,2}}\right) & \ln\left(\frac{d_{2,\acute{2}}}{r_2}\right) & \cdots & \ln\left(\frac{d_{N,\acute{2}}}{d_{N,2}}\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \ln\left(\frac{d_{1,\acute{N}}}{d_{1,N}}\right) & \ln\left(\frac{d_{2,\acute{N}}}{d_{2,N}}\right) & \cdots & \ln\left(\frac{d_{N,\acute{N}}}{r_N}\right) \end{bmatrix}^{-1} \tag{2.110}$$

A matriz de capacitâncias pode ser usada para exprimir 2.109 da forma sintética 2.111.

$$\frac{\delta\vec{i}}{\delta z} = -\left[\acute{\mathbf{C}}\right]\frac{\delta\vec{v}}{\delta t} \tag{2.111}$$

Usando as identidades 2.1 e 2.2 a equação 2.111 pode ser expressa da forma fasorial por 2.112.

$$\frac{\delta\vec{I}}{\delta z} = -j\omega\left[\acute{\mathbf{C}}\right]\vec{V} \tag{2.112}$$

Indutâncias por por metro

Pode-se caracterizar as indutâncias presentes nas linhas de tranmissão trifásicas, a partir dos dos fluxos magnéticos que envolvem cada condutor. Este fluxo é gerado devido as correntes que fluem em todos os condutores. este método vem a determinar o efeito da variação das correntes no tempo sobre as quedas de potencial ao longo da linha.

Considerando o método do espelhamento, os condutores espelhados se comportam como se transportassem correntes de sinal invertido em relação ao original. A equação 2.113 representa o fluxo total $\frac{\delta\psi_k}{\delta z}$ por metro envolvido pelo condutor k, como consta em [Grainger e Stevenson 1994].

$$\frac{\delta\psi_k}{\delta z} = \frac{\mu}{2\pi}\left\{ i_k \ln\left(\frac{1}{r_k}\right) +_{\substack{u=1\\u\neq k}}^{N} i_u \ln\left(\frac{1}{d_{u,k}}\right) +_{u=1}^{N} i_{\acute{u}} \ln\left(\frac{1}{d_{k,\acute{u}}}\right)\right\} \tag{2.113}$$

Considerando o mesmo que foi assumido em relação a geometria no caso das capacitâncias, e dado que para as correntes vale que $i_k = -i_{\acute{k}}$, a formulação 2.113 pode ser substituida por 2.115

$$\frac{\delta\psi_k}{\delta z} = \frac{\mu}{2\pi}\left\{ i_k \ln\left(\frac{d_{k,\acute{k}}}{r_k}\right) +_{\substack{u=1\\u\neq k}}^{N} i_u \ln\left(\frac{d_{k,\acute{u}}}{d_{u,k}}\right)\right\} \tag{2.114}$$

Sabe-se da teoria clássica de eletromagnetismo que uma variação positiva do fluxo envolvido pelo condutor k calculado em 2.115 provoca uma queda de tensão em k, no mesmo sentido de z que é o sentido arbitrado como positivo para as correntes. Ou seja $\frac{\delta v_k}{\delta z} = -\frac{\delta \psi_k}{\delta t}$. Então derivando-se a equação 2.115 no domínio do tempo obtem-se

$$\left.\frac{\delta v_k}{\delta z}\right|_L = -\frac{\mu}{2\pi}\left\{\frac{\delta i_k}{\delta t}\ln\left(\frac{d_{\acute{k},k}}{r_k}\right) + _{\substack{u=1\\u\neq k}}^{N}\frac{\delta i_k}{\delta t}\ln\left(\frac{d_{k,\acute{u}}}{d_{u,k}}\right)\right\} \tag{2.115}$$

Considerando N equações como 2.115, para os N condutores, é possível expressar as quedas de tensão devido as indutâncias presentes na linha na forma matricial como em 2.116.

$$\left.\frac{\delta \vec{v}}{\delta z}\right|_L = -\frac{\mu_0}{2\pi}\begin{bmatrix} \ln\left(\frac{d_{1,\acute{1}}}{r_1}\right) & \ln\left(\frac{d_{2,\acute{1}}}{d_{2,1}}\right) & \cdots & \ln\left(\frac{d_{N,\acute{1}}}{d_{N,1}}\right) \\ \ln\left(\frac{d_{1,\acute{2}}}{d_{1,2}}\right) & \ln\left(\frac{d_{2,\acute{2}}}{r_2}\right) & \cdots & \ln\left(\frac{d_{N,\acute{2}}}{d_{N,2}}\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \ln\left(\frac{d_{1,\acute{N}}}{d_{1,N}}\right) & \ln\left(\frac{d_{2,\acute{N}}}{d_{2,N}}\right) & \cdots & \ln\left(\frac{d_{N,\acute{N}}}{r_N}\right) \end{bmatrix}\frac{\delta \vec{i}}{\delta t} \tag{2.116}$$

Isto acaba por definir uma matriz de indutâncias denominada $\mathbf{\acute{L}}$ dada em 2.117.

$$\mathbf{\acute{L}} = \frac{\mu_0}{2\pi}\begin{bmatrix} \ln\left(\frac{d_{1,\acute{1}}}{r_1}\right) & \ln\left(\frac{d_{2,\acute{1}}}{d_{2,1}}\right) & \cdots & \ln\left(\frac{d_{N,\acute{1}}}{d_{N,1}}\right) \\ \ln\left(\frac{d_{1,\acute{2}}}{d_{1,2}}\right) & \ln\left(\frac{d_{2,\acute{2}}}{r_2}\right) & \cdots & \ln\left(\frac{d_{N,\acute{2}}}{d_{N,2}}\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \ln\left(\frac{d_{1,\acute{N}}}{d_{1,N}}\right) & \ln\left(\frac{d_{2,\acute{N}}}{d_{2,N}}\right) & \cdots & \ln\left(\frac{d_{N,\acute{N}}}{r_N}\right) \end{bmatrix} \tag{2.117}$$

A matriz $\mathbf{\acute{L}}$ permite as representações simplificadas dadas em 2.118 que representa o equacionamento no domínio do tempo e 2.119 que representa o equacionamento fasorial.

$$\left.\frac{\delta \vec{v}}{\delta z}\right|_L = -\left[\mathbf{\acute{L}}\right]\frac{\delta \vec{i}}{\delta t} \tag{2.118}$$

$$\left.\frac{\delta \vec{V}}{\delta z}\right|_L = -j\omega\mathbf{\acute{L}}\vec{I} \tag{2.119}$$

É interessante notar que $\acute{\mathbf{L}}\acute{\mathbf{C}} \approx \mu_0\varepsilon_0$, isto vem da suposição até agora de que o meio de propagação entre os condutores foi sempre o vácuo. Como é sempre o mesmo meio, todos os modos de propagação presentes tem de apresentar a mesma velocidade. Como a velocidade de propagação do modo depende dos autovalores γ_m^2 encontrados em 2.60 estes autovalores também tem de ser iguais.

2.2.4 Impedância Interna

Na definição em dada em 2.119 o símbolo $|_L$ foi utilizado para indicar que a queda de tensão ao longo da direção z da linha não ocorre apenas devido a indutância manifestada por esta, mas também pelas próprias impedâncias dos condutores. Definindo a impedância série por metro no condutor k devido a condução de corrente por $\acute{Z}_{ink}$, pode-se escrever a equação fasorial 2.120.

$$\frac{\delta V_k}{\delta z} = \acute{Z}_{ink} I_k \tag{2.120}$$

A impedância $\acute{Z}_{ink}$ não pode ser considerada constante com a freqüência, nem mesmo um numero puramente real, e isto se deve principalmente por causa do efeito pelicular.

Efeito pelicular e impedância interna

É um fenômeno conhecido que: quando um condutor é percorrido por uma corrente oscilatória, esta corrente tende a se distribuir na periferia do mesmo na medida em que a freqüência de oscilação cresce. Isto é devido aos efeitos dos campos magnéticos dentro do condutor. A impedância interna final não é puramente resistiva e aumenta com o crescimento da freqüência.

As impedâncias série internas de um condutor dependem da profundidade de penetração, $\delta_i(\omega)$, dada em 2.121. Esta é manifestada pelas ondas eletromagnéticas no material do condutor. A profundidade decresce com o aumento da freqüência ω , reduzindo a área transversal efetiva dos condutores.

$$\delta_k(\omega) = \sqrt{\frac{2}{\sigma_k \omega \mu_k}} \tag{2.121}$$

Será utilizada como uma aproximação para os condutores AAC, AAAC e XLPE; anteriormente citados; por uma geometria cilíndrica. O cilindro terá um raio equivalente de r_k tal que $r_k = \sqrt{\frac{Ar}{\pi}}$ onde Ar é a área da seção transversal equivalente.

Considerando que o condutor k de seção circular cujo raio é r_k é realizado com um material de condutividade dada por σ_k e permeabilidade magnética dada por μ_k pode ser escrita a equação 2.122, [Bessonov 1968]. A impedância interna por metro do condutor k, cilíndrico $\acute{Z}_{ink}(\omega)$, será considerada função da freqüência em radianos ω. Na

formulação 2.122, $\mathcal{J}_0(x)$ e $\mathcal{J}_1(x)$ são funções de Bessel de primeira espécie de ordem 0 e 1 respectivamente.

$$\alpha_k(\omega) = \frac{1-j}{\delta_k(\omega)}$$
$$\acute{Z}_{ink}(\omega) = R(0)\frac{\alpha_k r_k}{2}\frac{\mathcal{J}_0(\alpha_k r_k)}{\mathcal{J}_1(\alpha_k r_k)} \tag{2.122}$$

Para os condutores ACSR, será considerada uma aproximação por um tubo de raio externo r_{ok} e raio interno r_{ik}, entre estes está preenchido com o material de condutividade σ_k. O tubo será representará a porção de alumínio neste condutor. A formulação para o efeito pelicular manifestado nesta configuração é 2.123 dada em [Arrilaga e Watson 2004]. Na equação 2.123, $\mathcal{J}_0(x)$ e $\mathcal{N}_0(x)$ são respectivamente funções de bessel de primeira e segunda espécie de ordem zero; $\acute{\mathcal{J}}_0(x)$ e $\acute{\mathcal{N}}_0(x)$ são suas derivadas.

$$\eta_k(\omega) = \frac{j-1}{\delta_k(\omega)}$$
$$\acute{Z}_{ink}(\omega) = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi\eta_k r_{ok}}\frac{\mathcal{J}_0(\eta_k r_{ok})\acute{\mathcal{N}}_0(\eta_k r_{ik}) + \mathcal{N}_0(\eta_k r_{ok})\acute{\mathcal{J}}_0(\eta_k r_{ik})}{\acute{\mathcal{J}}_0(\eta_k r_{ok})\acute{\mathcal{N}}_0(\eta_k r_{ik}) + \acute{\mathcal{N}}_0(\eta_k r_{ok})\acute{\mathcal{J}}_0(\eta_k r_{ik})} \tag{2.123}$$

Considerando N equações similares a 2.122 ou 2.123 poderia-se escrever uma matriz, $\acute{\mathbf{Z}}_{\mathbf{in}}$ que relaciona diretamente a queda de tensão devido as perdas nestas impedâncias e as correntes nos condutores. No caso da linha sobre plano de condutividade infinita $\acute{\mathbf{Z}}_{\mathbf{in}}$ é dada por 2.124:

$$\acute{\mathbf{Z}}_{\mathbf{in}} = \begin{bmatrix} \acute{Z}_{in1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \acute{Z}_{in2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \acute{Z}_{inN} \end{bmatrix} \tag{2.124}$$

Parâmetros por metro

No caso do método do espelhamento, considerando o plano de terra como um condutor referência plano de condutividade infinita e considerando que não existe corrente conduzida entre os condutores nas linhas de transmissão pode-se escrever as matrizes de admitância por metro, $\acute{\mathbf{Y}}$ e impedância por metro, $\acute{\mathbf{Z}}$ por 2.125.

$$\begin{aligned} \acute{\mathbf{Z}} &= \acute{\mathbf{R}} + j\omega\acute{\mathbf{L}} \\ \acute{\mathbf{Y}} &= j\omega\acute{\mathbf{C}} \end{aligned} \tag{2.125}$$

2.2.5 Consideração do solo não ideal, Método de Carson

Apesar do método do espelhamento ser aplicável a grande parte das soluções de problemas de linhas de transmissão de potência, ele torna-se mais inadequado na medida que ω ou a resistividade do solo, ρ_g, crescem. Assumir que o plano de terra tem condutância infinita não é adequado para sinais PLC pois sua faixa de utilização começa na ordem de dezenas de kHz. Em [Dostert 2001] e em outros trabalhos é descrito as perdas manifestadas no solo são o fator dominante para transmissão em alta tensão em enlaces PLC de longa distância.

Caso fictício, impedância série do condutor de referência

Na ilustração, 2.17, para um elemental de linha de transmissão fictício que só contivesse as resistências série da figura. Observa-se que o efeito destas é o de reduzir as tensões fasoriais observadas na medida que a posição z cresce afastando-se da fonte.

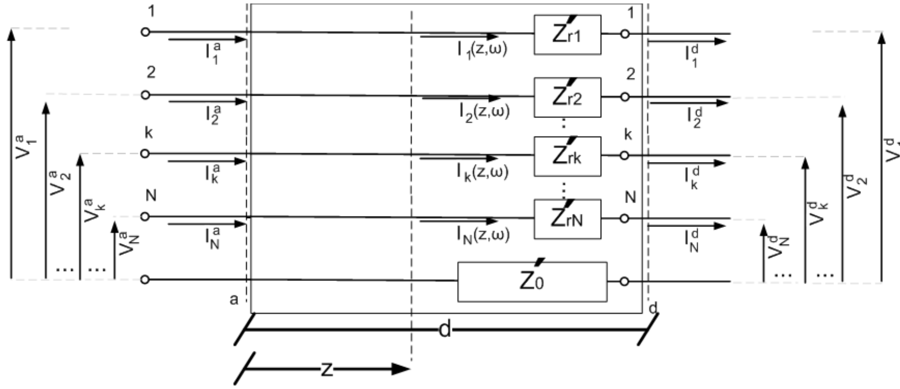


Figura 2.17: Sistema trifásico com condutores imagem

Fica claro também que: se o condutor de referência do sistema fictício apresenta uma impedância série $\acute{Z}r_0$, este acentua o decrescimento da tensão V_k, medida do condutor k até o condutor referência, ao longo de z. Pode ser escrita pela equação 2.126:

$$\frac{\delta v_k}{\delta z} = -\left(\acute{Z}r_k I_k +_{u=1}^{N} I_u \acute{Z}r_0\right) \tag{2.126}$$

A equação 2.126 indica que o efeito da presença de um terra com pouca condutividade é intenso na componente de modo comum, no caso de $_{u=1}^{N} I_u \neq 0$, de fato $\acute{Z}r_0$ teria de ser somada a todos os termos da matriz $\mathbf{\acute{Z}_{in}}$ definida em 2.124

Correção de Carson para freqüências menores; $\zeta < 5$

O método de Carson para consideração da condutividade finita do solo como condutor de referência e descreve termos de correção. Os termos de correção devem ser adicionados aos termos da matriz de impedâncias, $\acute{\mathbf{Z}}$, descrita em 2.125. Será chamado de $\acute{Z}_{si,j}$ o termo complexo a ser adicionado na linha i, coluna j da matriz $\acute{\mathbf{Z}}$. Será aqui apresentado o método de Carson como consta em [Zanetta 2006].

Algumas variáveis auxiliares devem ser definidas:

$$\begin{aligned} \rho_g &= \text{resistividade do solo em} \quad \Omega m \\ x_{i,j} &= |x_i - x_j| \\ \Theta_{i,j} &= arctg\left(\frac{2x_{i,j}}{d_{i,\acute{i}} + d_{j,\acute{j}}}\right) \\ \zeta_{i,j} &= 4\pi 10^{-4} d_{i,\acute{j}} \sqrt{5} \sqrt{\frac{\omega}{2\pi\rho_g}} \end{aligned} \tag{2.127}$$

O valor real de $\acute{Z}_{si,j}$ para $\zeta_{i,j} < 5$ é dado por 2.128, $\Theta_{i,j}$ e $\zeta_{i,j}$ serão simplesmente representadas por Θ e ζ.

$$\begin{aligned} \Re\left\{\acute{Z}_{si,j}\right\} =& 4\times 10^{-7}\omega\frac{\pi}{8} + 4\times 10^{-7}\omega_{u=0}^{\inf}\left\{-b_{(4u+1)}\zeta^{(4u+1)}cos((4u+1)\Theta) + \cdots\right. \\ &\cdots + b_{(4u+2)}\left[\left(c_{(4u+2)} - \ln(\zeta)\right)\zeta^{(4u+2)}cos((4u+2)\Theta) + \Theta\zeta^{(4u+2)}sen((4u+2)\Theta)\right] + \cdots \\ &\left.\cdots + b_{(4u+3)}\zeta^{(4u+3)}cos((4u+3)\Theta) - \frac{\pi}{4}b_{(4u+4)}\zeta^{(4u+4)}cos((4u+4)\Theta)\right\} \end{aligned} \tag{2.128}$$

O valor imaginário de $\acute{Z}_{si,j}$ para $\zeta_{i,j} < 5$ é dado por 2.129.

$$\begin{aligned} \Im\left\{\acute{Z}_{si,j}\right\} =& 4\times 10^{-7}\omega\frac{1}{2}(0,61593 - \ln(\zeta)) + 4\times 10^{-7}\omega_{u=0}^{\inf}\left\{b_{(4u+1)}\zeta^{(4u+1)}cos((4u+1)\Theta)\cdots\right. \\ &\cdots - \frac{\pi}{4}b_{(4u+2)}\zeta^{(4u+2)}cos((4u+2)\Theta) + b_{(4u+3)}\zeta^{(4u+3)}cos((4u+3)\Theta)\cdots \\ &\cdots - b_{(4u+4)}\left[\left(c_{(4u+4)} - \ln(\zeta)\right)\zeta^{(4u+4)}cos((4u+4)\Theta) + \Theta\zeta^{(4u+4)}sen((4u+4)\Theta)\right] \end{aligned} \tag{2.129}$$

Onde os termos b_p, para $\forall p$ inteiro positivo, podem ser calculados da forma 2.130

$$
\begin{aligned}
b_1 &= \sqrt{3}^{-1} \\
b_2 &= 16^{-1} \\
b_p = \frac{b_{(p-2)}(-1)^n}{p(p+2)} \quad & \begin{cases} n = 0 & \text{Se o resto de } \frac{p}{8} \text{ é } \geq 1 \text{ e } \leq 4 \\ n = 1 & \text{Se o resto de } \frac{p}{8} \text{ é 0 ou é } > 4 \text{ e } \leq 7 \end{cases}
\end{aligned}
\tag{2.130}
$$

Os termos c_p podem ser calculados da forma 2.131.

$$
\begin{aligned}
c_2 &= 1,3659315 \\
c_p &= c_{(p-2)} + \frac{1}{p} + \frac{1}{(p+2)}
\end{aligned}
\tag{2.131}
$$

Correção de Carson para freqüências maiores; $\zeta \geq 5$

Quando a relação entre a frequência do sinal, ω, a resistividade do solo, ρ_g e as distâncias médias $d_{i,j}$ é tal que ζ definido em 2.127 é maior do que 5; os termos de correção de carson são melhor definidos por 2.132 e 2.133.

$$
\begin{aligned}
\Re\left\{\acute{Z}_{si,j}\right\} =& \frac{4 \times 10^{-7}\omega}{\sqrt{2}} \left\{ \frac{cos(\Theta)}{\zeta} - \sqrt{2}\frac{cos(2\Theta)}{\zeta^2} + \cdots \right. \\
& \left. \cdots + \frac{cos(3\Theta)}{\zeta^3} + \frac{3cos(5\Theta)}{\zeta^5} - \frac{45cos(7\Theta)}{\zeta^7} \right\}
\end{aligned}
\tag{2.132}
$$

$$
\begin{aligned}
\Im\left\{\acute{Z}_{si,j}\right\} =& \frac{4 \times 10^{-7}\omega}{\sqrt{2}} \left\{ \frac{cos(\Theta)}{\zeta} - \frac{cos(3\Theta)}{\zeta^3} + \cdots \right. \\
& \left. \cdots + \frac{3cos(5\Theta)}{\zeta^5} - \frac{45cos(7\Theta)}{\zeta^7} \right\}
\end{aligned}
\tag{2.133}
$$

Aproximação para correção de Carson

Existe uma aproximação muito utilizada simplifica correção de Carson, dada em [Deri et al. 1981]. A aproximação consiste em simplesmente acrescentar a todas as distâncias verticais dos condutores na formulação dada pelo método do espelhamento a distância

complexa δ_g que é dada em 2.134, é como se os condutores espelho fossem afastados dos condutores originais por esta distância.

$$\delta_g = \sqrt{\frac{\rho_g}{j\omega\mu}} \tag{2.134}$$

2.2.6 Consideração do solo não ideal, Método de D'Amore e Sarto

No artigo [Amore e Sarto 1997] é afirmado que as perdas no solo calculadas pelo método de Carson são baseadas na suposição de ondas quasi-**TEM** e por isto o método produz resultados válidos, apenas para freqüências não muito altas e ou para solos com condutividade relativamente boa. Em [Amore e Sarto 1997] é apresentada uma proposta utilizando uma análise rigorosa dos campos de maxwell, esta análise resulta em correções, tanto para matriz impedância por metro e diferentemente do modelo de Carson também gera correções para matriz de admitância por metro para a linha.

Chamando a nova matriz de impedâncias por metro definida em [Amore e Sarto 1997] de $\acute{\mathbf{Z}}_\mathbf{a}$; esta pode ser expressa como uma soma de três matrizes como em 2.135.

$$\acute{\mathbf{Z}}_\mathbf{a} = j\omega\acute{\mathbf{L}} + \acute{\mathbf{Z}}_\mathbf{i} + \acute{\mathbf{Z}}_\mathbf{g} \tag{2.135}$$

Chamando a nova matriz de admitâncias de $\acute{\mathbf{Y}}_\mathbf{a}$, esta pode ser definida por 2.136.

$$(\acute{\mathbf{Y}}_\mathbf{a})^{-1} = (j\omega\acute{\mathbf{C}})^{-1} + (\acute{\mathbf{Y}}_\mathbf{g})^{-1} \tag{2.136}$$

As matrizes $\acute{\mathbf{C}}$ e $\acute{\mathbf{L}}$ são exatamente como definidas em 2.110 e 2.117 respectivamente.

A matriz $\acute{\mathbf{Z}}_\mathbf{i}$ é a matriz de impedâncias internas, que leva em consideração o efeito pelicular, similarmente à $\acute{\mathbf{Z}}_\mathbf{in}$ definida em 2.122 e 2.124.

Para definição de $\acute{\mathbf{Y}}_\mathbf{g}$ e $\acute{\mathbf{Z}}_\mathbf{g}$, que sumarizam a contribuição da impedância do solo nas matrizes de parâmetros por metro, as variáveis auxiliares dadas em 2.137 e 2.138 devem ser definidas. Nas citadas equações ε_0 é a permissividade elétrica no vácuo, ε_g é a permissividade elétrica no solo, ρ_g é a resistividade do solo.

$$\kappa_0 = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0} \quad \kappa_g = \kappa_0\sqrt{\left(\frac{\varepsilon_g}{\varepsilon_0} - j\frac{1}{\rho_g\omega\varepsilon_g}\right)} \tag{2.137}$$

$$\varsigma_1 = \frac{2}{\sqrt{\kappa_0^2 - \kappa_g^2}}, \quad \varsigma_2 = \frac{\kappa_0^2}{\kappa_0^2 + \kappa_g^2}, \quad \varsigma_3 = \frac{\kappa_0^2 + \kappa_g^2}{\kappa_0^2\sqrt{\kappa_0^2 - \kappa_g^2}} \tag{2.138}$$

Podem ser definidas as matrizes auxiliares $\mathbf{F_{1g}}$, $\mathbf{F_{2g}}$ e $\mathbf{F_{3g}}$, a partir de seus respectivos elementos $F_{1g,k,u}$, $F_{2g,k,u}$, $F_{3g,k,u}$ que são os termos da linha k e coluna u como dados nas equações 2.139, 2.140 e 2.141.

$$F_{1g,k,u} = \frac{1}{2}\ln\left[\frac{d_{k,\acute{k}} + d_{u,\acute{u}} + 2(jx_{k,u} + \varsigma_1)}{d_{k,\acute{k}} + d_{u,\acute{u}} + 2jx_{k,u}}\right] \tag{2.139}$$

$$F_{2g,k,u} = \varsigma_2 \ln \left[\frac{d_{k,\acute{k}} + d_{u,\acute{u}} + 2(jx_{k,u} + \varsigma_3)}{d_{k,\acute{k}} + d_{u,\acute{u}} + 2jx_{k,u}} \right] \tag{2.140}$$

$$F_{3g,k,u} = \varsigma_2 \ln \left[\frac{d_{k,\acute{k}} + 2(jx_{k,u} + \varsigma_3)}{d_{k,\acute{k}} + 2jx_{k,u}} \right] \tag{2.141}$$

Nas equações 2.139, 2.140 e 2.141, $d_{k,\acute{k}}$ define a distância entre o condutor k e sua imagem $\acute{k}$, como pode ser visualizado na figura 2.16. $x_{k,u}$ define a distância horizontal entre os condutores k e u como dado na equação 2.127. ς_1, ς_2 e ς_3 são dados por 2.138.

Com o auxílio das matrizes auxiliares $\mathbf{F_{1g}}$ e $\mathbf{F_{2g}}$, pode-se de definir uma primeira aproximação para as matrizes de contribuição do solo, $\hat{\acute{\mathbf{Z}}}_\mathbf{g}$ e $\hat{\acute{\mathbf{Y}}}_\mathbf{g}$ pelas equações 2.145 e 2.146.

$$\hat{\acute{\mathbf{Z}}}_\mathbf{g} = \frac{j\omega\mu_0}{\pi}\mathbf{F_{1g}} \tag{2.142}$$

$$\hat{\acute{\mathbf{Y}}}_\mathbf{g} = j\omega\varepsilon_0\pi\mathbf{F_{2g}}^{-1} \tag{2.143}$$

A partir das aproximações $\hat{\acute{\mathbf{Z}}}_\mathbf{g}$ e $\hat{\acute{\mathbf{Z}}}_\mathbf{g}$, pode ser calculada, por 2.144, uma matriz $\hat{\mathbf{P}}$ que tem os mesmos autovalores da matriz de propagação $\mathbf{P}$.

$$\hat{\mathbf{P}} = \left[j\omega\acute{\mathbf{L}} + \acute{\mathbf{Z}}_\mathbf{i} + \hat{\acute{\mathbf{Z}}}_\mathbf{g} \right] \left[(j\omega\acute{\mathbf{C}})^{-1} + (\hat{\acute{\mathbf{Y}}}_\mathbf{g})^{-1} \right]^{-1} \tag{2.144}$$

E finalmente as contribuições do solo, $\acute{\mathbf{Z}}_\mathbf{g}$, na matriz de impedância por metro e $\acute{\mathbf{Y}}_\mathbf{g}$ na matriz de admitância por metro podem ser encontradas respectivamente por 2.145 e 2.146

$$\acute{\mathbf{Z}}_\mathbf{g} = \frac{j\omega\mu_0}{\pi}\mathbf{F_{1g}} - \frac{1}{j\omega\varepsilon_0\pi}\mathbf{F_{3g}}\hat{\mathbf{P}}^T \tag{2.145}$$

$$\acute{\mathbf{Y}}_\mathbf{g} = j\omega\varepsilon_0\pi \left(\mathbf{F_{2g}} - \mathbf{F_{3g}} \right)^{-1} \tag{2.146}$$

O método desenvolvido no artigo [Amore e Sarto 1997] será preferencialmente utilizado pela alegada capacidade de responder mais adequadamente aos sinais em freqüências elevadas, da ordem de dezenas de MHz como pode ser o sinal PLC banda larga.

2.2.7 Permissividade e condutividade do solo

Para consideração da permissividade do solo, ε_g e da resistividade do solo, ρ_g, ou condutividade, $\sigma_g = \frac{1}{\rho_g}$ de uma maneira simples, serão utilizados valores similares aos que constam na tabela 2.1 retirada de [Davis e Annan 1989].

Tabela 2.1: propriedades elétricas de elementos componentes do solo

Tipo de material	Permissividade relativa ε_r	Condutividade $\frac{mS}{m}$
Ar	1	0
Agua destilada	80	0,01
Agua fresca	80	0,5
Agua do mar	80	3×10^4
Areia seca	3-5	0,01
Areia saturada	20-30	0,1-1,0
Xisto	5-15	1-100
Silte	5-30	1-100
Argilas	5-40	2-1000
Granito	4-6	0,01-1,0
Sal seco	5-6	0,01-1,0
Gelo	3-4	0,01

2.3 Modelos empregados para as cargas em MT

Para distribuição primária, são geralmente utilizadas tensões entre 6kV e 34kV. Nos grandes centros um elemento fundamental para análise dos sistemas PLC em linhas de distribuição de MT são os alimentadores.

Alimentadores de MT, são basicamente circuitos elétricos sob a forma de linhas trifásicas que deixam a subestação na qual se conectam em direção aos consumidores. Para o fornecimento otimizado da energia eles podem ramificar-se bastante. Nas subestações abaixadoras eles se conectam em geral ao barramento de MT, no qual também estão ligados muitos outros elementos como: Transformadores de potencial (TP)'s AT/MT com capacidade da ordem de um a poucas dezenas de MVA [*Plano Plurianual de Demanda de Equipamentos e Materiais* 2007], bancos de capacitores, Reatores, outros alimentadores, grandes disjuntores, equipamentos de medição entre outros. Na ponta dos consumidores, os alimentadores de MT geralmente se conectam principalmente à: TPs de distribuição abaixadores, 2.18, cujo fim é fornecer barramentos de BT; Capacitores de compensação;

Chaves seccionadoras ou cargas diretamente em MT como grandes motores elétricos entre outras.

Os elementos conectados aos alimentadores de média tensão constituem admitâncias com resposta em freqüência que não podem ser desprezadas. O tipo de carga de análise mais indispensável no estudo da resposta em freqüência do alimentador são os transformadores de distribuição, estes realizam forte atenuação no sinal PLC. Quando uma transmissão é desejada entre baixa e alta tensão, ele é geralmente "by passado"por um equipamento externo. Quando existem muitos TPs entre dois pontos de um enlace de comunicação PLC um crescimento na atenuação é observado.

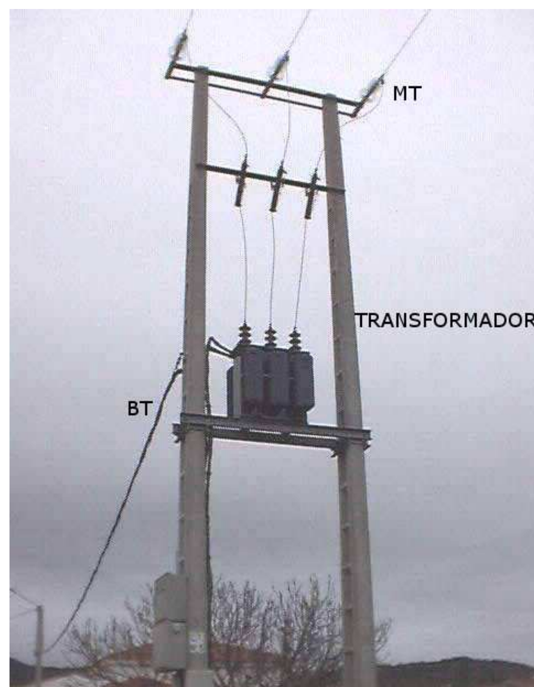


Figura 2.18: Transformador MT/BT no poste. @OPERA

Nesta seção serão apresentados dois dos muitos métodos encontrados na literatura para caracterização de alta freqüência dos TPs de distribuição. Estes, representam as principais cargas de HF em MT para o sinal PLC em áreas residenciais. Como a teoria das matrizes nodais será utilizada, a formação destas e as simplificações relevantes aqui serão revisadas.

Capacitores de MT em HF

Será considerado que os capacitores respondem normalmente às freqüências de operação dos sinais PLC, apesar de não serem fabricados com este objetivo. O modelo usado para capacitores monofásicos será um simples capacitor com valor igual ao determinado pela tensão nominal de operação e potência reativa nominal. O modelo para os capacito-

res trifásicos também serão grupos simples com três capacitâncias, em Δ ou Y conforme a ligação original.

2.3.1 Matrizes Nodais

As matrizes nodais são ferramentas bastante utilizadas na análise de circuitos elétricos, a teoria relacionada a sua formação e simplificação é bastante difundida, e é apresentada na literatura em diversas fontes, por exemplo em [Grainger e Stevenson 1994].

O objetivos dos cálculos apresentados na sequência está restrito apenas aos resultados que serão diretamente utilizados, não compreendendo todo o conteúdo referente as matrizes nodais.

Elemento discreto, linear com dois terminais

Um conceito fundamental em circuitos elétricos é o do elemento discreto de dois terminais ou dois pontos de conexão. Sendo um dos terminais do elemento designado por i e o outro terminal designado por j, $v_{ij}(t)$ é a tensão total entre i e j no instante t e $i_{ij}(t)$ é a corrente elétrica fluindo de i para j no instante t. Este elemento é tal que define uma relação causal desenvolvida entre $v_{ij}(t)$, $i_{ij}(t)$ e todos os seus valores passados. É válido que $v_{ij}(t) = -v_{ji}(t)$ e $i_{ij}(t) = -i_{ji}(t)$.

Figura 2.19: Elemento elétrico com dois terminais

Supondo que $v_{ij}(t)$ e $i_{ij}(t)$ possam ser representados respectivamente, por suas transformadas de Fourier $V_{ij}(\omega)$ e $I_{ij}(\omega)$, como indicado na figura 2.19, funções da frequência angular ω. Se a relação definida pelo elemento E_{ij} é linear, existem as funções $Z_{ij}(\omega)$ e $Y_{ij}(\omega)$ tais que as equações 2.147, 2.148, 2.149 e 2.150 são válidas.

$$V_{ij}(\omega) = Z_{ij}(\omega)I_{ij}(\omega) \tag{2.147}$$

$$I_{ij}(\omega) = Y_{ij}(\omega)V_{ij}(\omega) \tag{2.148}$$

$$Z_{ij}(\omega) = (Y_{ij}(\omega))^{-1} \tag{2.149}$$

$$Y_{ij}(\omega) = Y_{ij}(\omega) \tag{2.150}$$

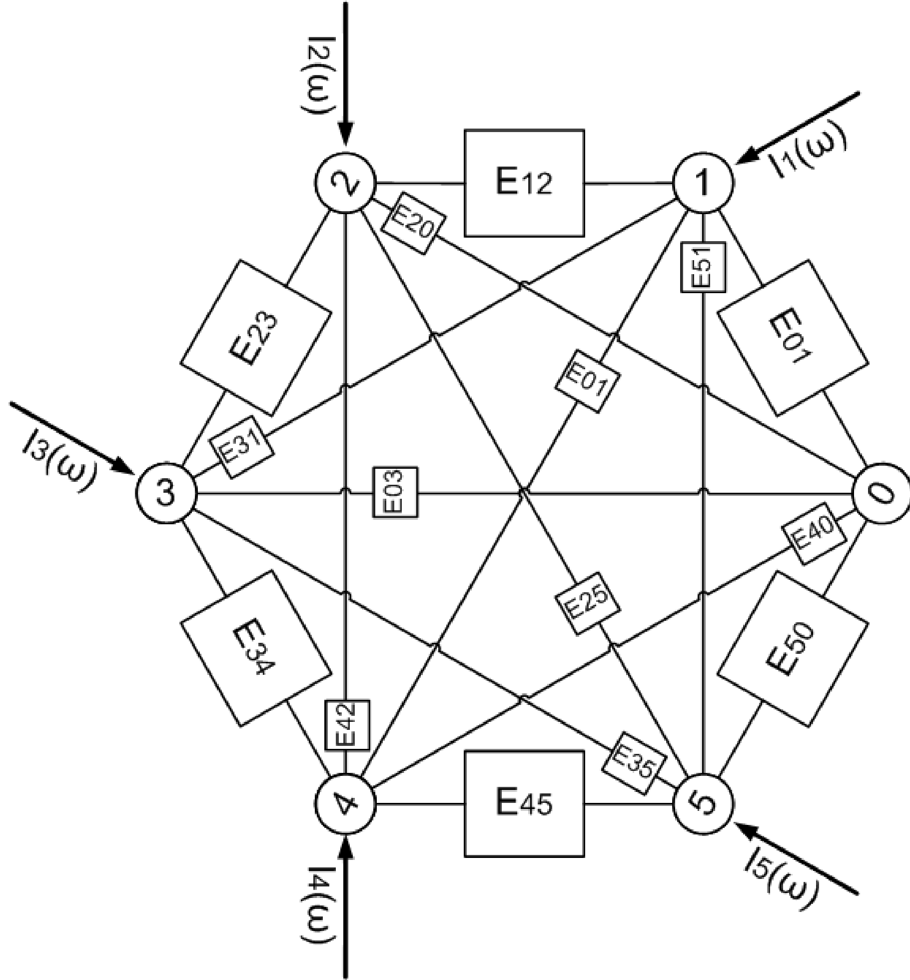


Figura 2.20: Circuito com seis nós.

Definição da matriz de admitância nodal de circuitos lineares discretos simples

Existindo uma malha elétrica com $M+1$ nós; similar à da figura 2.20 onde $M=5$; em que todos os nós estão conectados diretamente entre si por elementos discretos lineares com dois terminais.

O nó 0 será considerado como o nó referência. Será assumido que entrando em qualquer nó i pode existir uma corrente $I_i(\omega)$ ou I_i, como na figura 2.20, caracterizada por seu fasor ou transformada de Fourier e vinda de uma fonte externa a malha. A tensão entre o nó i e o nó 0, $V_{i0}(\omega)$, será chamada simplesmente de $V_i(\omega)$ ou V_i.

Pela lei das malhas vale:

$$V_{ij}(\omega) = V_i(\omega) - V_j(\omega) \tag{2.151}$$

Pela lei dos nós aplicada a cada ao i-ésimo nó vale:

$$I_i(\omega) =^{M}_{\substack{j=0\\j\neq i}} I_{ij}(\omega) \tag{2.152}$$

Substituindo 2.148 em 2.152 tem-se 2.153; substituindo 2.151 em 2.153 e agrupando tem-se 2.154 :

$$I_i(\omega) =^{M}_{\substack{j=0\\j\neq i}} Y_{ij}(\omega)V_{ij}(\omega) \tag{2.153}$$

$$I_i(\omega) = V_i(\omega)^{M}_{\substack{j=0\\j\neq i}}Y_{ij}(\omega) -^{M}_{\substack{j=1\\j\neq i}} Y_{ij}(\omega)V_j(\omega) \tag{2.154}$$

A equação 2.154 pode ser escrita de maneira vetorial por 2.155

$$I_i(\omega) = \begin{bmatrix} -Y_{i1}(\omega) & \dots & -Y_{i(i-1)}(\omega) & ^{M}_{\substack{j=0\\j\neq i}}Y_{ij}(\omega) & -Y_{i(i+1)}(\omega) & \cdots - Y_{iM}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(\omega) \\ \vdots \\ V_{i-1}(\omega) \\ V_i(\omega) \\ V_{i+1}(\omega) \\ \vdots \\ V_M(\omega) \end{bmatrix} \tag{2.155}$$

Podem ser então escritas M equações como 2.155, estas podem ser agrupadas e reescritas em notação matricial por 2.156.

$$\vec{I}(\omega)_{M\times 1} = \mathbf{Y}_{M\times M}\vec{V}(\omega)_{M\times 1} \tag{2.156}$$

Em 2.156, a i-ésima componente de $\vec{I}(\omega)_{M\times 1}$ é $I_i(\omega)$ e a j-ésima componente de $\vec{V}(\omega)_{M\times 1}$ é $V_j(\omega)$. Os elementos y_{ij} da matriz $\mathbf{Y}$, que é a matriz de admitância nodal, são definidos da forma dada em 2.157 para o caso exposto. $\mathbf{Y}$ é uma matriz quadrada de ordem M e simétrica. O papel da matriz nodal de admitâncias é estabelecer uma relação linear entre todas as correntes que entram através de cada nó em um circuito elétrico e as tensões desenvolvidas em todos os nós.

$$\mathbf{Y} = \{y_{ij}\} \longrightarrow \begin{cases} y_{ij} = y_{ji} = -Y_{ij}(\omega) & \text{,Se } i \neq j \\ \\ y_{ij} =^{M}_{\substack{j=0\\j\neq i}} Y_{ij}(\omega) & \text{,Se } i = j \end{cases} \tag{2.157}$$

Alternativamente a relação 2.156 pode ser escrita por 2.158. No caso, $\mathbf{Z}$ é a matriz de impedância nodal e é a inversa da matriz $\mathbf{Y}$, $\mathbf{Z} = \mathbf{Y}^{-1}$, sendo $\mathbf{Z}$ também quadrada e simétrica.

$$\vec{V}(\omega)_{M\times 1} = \mathbf{Z}_{M\times M}\vec{I}(\omega)_{M\times 1} \tag{2.158}$$

Eliminação de nós sem conexão externa

Quando, para um circuito elétrico, nem todos os seus $M+1$ nós ou terminais estão disponíveis para conexão; é interessante obter uma outra matriz de admitância nodal $\bar{\mathbf{Y}}$. Esta matriz relacionará diretamente, as tensões, $\vec{V_i}(\omega)$, e correntes, $\vec{I_i}(\omega)$, apenas nos nós acessíveis. Se estão apenas $N+1$ nós disponíveis para conexão externa, incluindo o nó de referência, e sendo $N < M$, $\bar{\mathbf{Y}}$ será de ordem menor,ordem N, do que a matriz original $\mathbf{Y}$, ordem M, e pode ser obtida a partir desta.

Para cada nó i que não possui conexão externa é possível assumir que $I_i(\omega) = 0$, por motivos de conveniência na notação será assumido que a numeração dos nós é tal que o suposto em 2.159 é válido.

$$I_i(\omega) = 0 \qquad \text{para} \qquad \forall i > N \tag{2.159}$$

É possível reescrever a equação 2.156 na forma 2.160 onde a matriz $\mathbf{Y}$ foi particionada em quatro submatrizes: $\mathbf{Y_{11}}$, $\mathbf{Y_{12}}$, $\mathbf{Y_{21}}$ e $\mathbf{Y_{22}}$ da forma indicada; Também $\vec{I}(\omega)$ foi particionado em $\vec{I_1}(\omega)$ e $\vec{I_2}(\omega)$ e similarmente $\vec{V}(\omega)$ foi particionado em $\vec{V_1}(\omega)$ e $\vec{V_2}(\omega)$; o vetor $\vec{V_1}(\omega)$ compreende as tensões dos N nós que têm conexão externa e o vetor $\vec{V_2}(\omega)$ as dos $(M-N)$ nós que não têm.

$$\begin{bmatrix} \vec{I_1}(\omega)_{N\times 1} \\ \vec{0}_{(M-N)\times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y_{11}}_{N\times N} & \mathbf{Y_{12}}_{N\times (M-N)} \\ \mathbf{Y_{21}}_{(M-N)\times N} & \mathbf{Y_{22}}_{(M-N)\times (M-N)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{V_1}(\omega)_{N\times 1} \\ \vec{V_2}(\omega)_{(M-N)\times 1} \end{bmatrix} \tag{2.160}$$

De 2.160, é possível escrever a equação 2.161 que descreve as tensões dos nós sem conexões externas em função da tensão dos nós com conexão externa; isto se a matriz $\mathbf{Y_{22}}$ for inversível.

$$\vec{V_2}(\omega)_{=} - \mathbf{Y_{22}}^{-1}\mathbf{Y_{21}}\vec{V_1}(\omega) \tag{2.161}$$

E substituindo 2.161 na porção superior de 2.160 obtem-se a equação 2.162.

$$\vec{I_1}(\omega) = [\mathbf{Y_{11}} - \mathbf{Y_{12}}\mathbf{Y_{22}}^{-1}\mathbf{Y_{21}}]\vec{V_1}(\omega) \tag{2.162}$$

Está então definida a nova matriz nodal de admitâncias $\bar{\mathbf{Y}}$ por 2.163.

$$\bar{\mathbf{Y}} = [\mathbf{Y_{11}} - \mathbf{Y_{12}}\mathbf{Y_{22}}^{-1}\mathbf{Y_{21}}] \tag{2.163}$$

Nós curto circuitados entre si

Se num circuito elétrico original com $M + 1$ nós um total de C nós forem curto circuitados, situação similar à demonstrada na figura 2.21, é interessante definir uma nova matriz nodal de admitâncias, $\hat{\mathbf{Y}}$, a partir da matriz nodal de admitâncias do circuito original $\mathbf{Y}$.

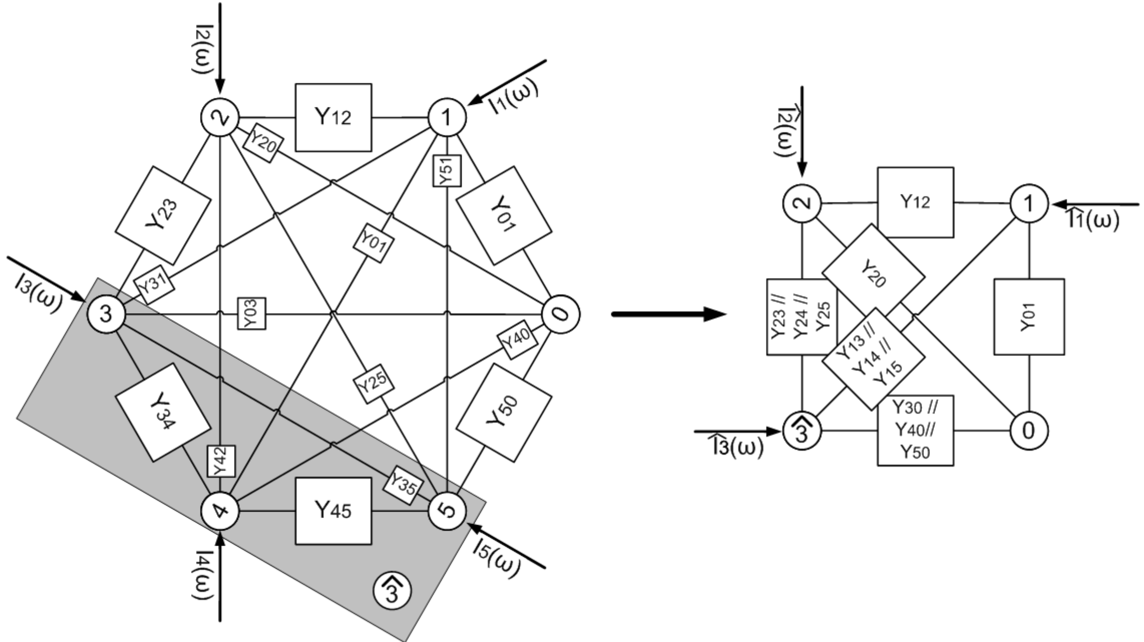


Figura 2.21: $C = 3$ nós em curto circuito, $M = 5$, $N = 2$.

Para efeito de simplificação da notação subsequente, sem perda de generalidade, será suposto que os nós curto circuitados entre si, são todos os de índice i maior que N, onde $N = M - C$. O novo circuito terá $N + 2$ nós. $N + 1$ nós herdados do circuito original, estando incluído o nó de referência. 1 nó é fruto do curto circuito de C nós no circuito original.

Definindo como $\vec{\hat{I}}(\omega)_{(N+1)\times 1}$ e $\vec{\hat{V}}(\omega)_{(N+1)\times 1}$ como os vetores de corrente e tensão no novo circuito e sendo $\vec{I}(\omega)_{M\times 1}$ e $\vec{V}(\omega)_{M\times 1}$ os vetores de corrente e tensão no circuito anterior, valem as relações indicadas em 2.164.

$$\vec{\hat{I}} = \begin{bmatrix} \hat{I}_1 \\ \hat{I}_2 \\ \vdots \\ \hat{I}_{N-1} \\ \hat{I}_N \\ \hat{I}_{N+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_{N-1} \\ I_N \\ {}_{i=N+1}^{M} I_i \end{bmatrix} \qquad \vec{\hat{V}} = \begin{bmatrix} \hat{V}_1 \\ \hat{V}_2 \\ \vdots \\ \hat{V}_{N-1} \\ \hat{V}_N \\ \hat{V}_{N+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_{N-1} \\ V_N \\ V_{N+1} \end{bmatrix} \tag{2.164}$$

A ligação entre os C nós do antigo circuito impõe que as correntes I_i para $\forall i > N$ se estabeleçam de tal forma que as tensões V_i para $\forall i > N$ se tornem todas iguais, além disso, a corrente entrando no novo nó que se forma é igual a soma das correntes entrando em todos os nós antigos que deram origem a este, então valem 2.165, 2.166 e 2.167.

$$\hat{V}_i = V_i \qquad \text{e} \qquad \hat{I}_i = I_i \qquad \text{Para } \forall i \leq N \tag{2.165}$$

$$\hat{V}_{N+1} = V_i \qquad \text{Para } \forall i > N \tag{2.166}$$

$$\hat{I}_{N+1} = {}_{i=N+1}^{M} I_i \tag{2.167}$$

Substituindo as condições 2.165, 2.166 em 2.156 e fracionando a matriz $\mathbf{Y}$ de maneira indicada em 2.168 é fácil mostrar que a nova matriz nodal de admitâncias, $\hat{\mathbf{Y}}$ que valida a relação 2.169 é dada por 2.170. Em 2.170 o vetor $\vec{1}_{(M-N)\times 1}$ é um vetor coluna com $M-N$ linhas onde todos os elementos são 1.

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y_{11}}_{N\times N} & \mathbf{Y_{12}}_{N\times(M-N)} \\ \mathbf{Y_{21}}_{(M-N)\times N} & \mathbf{Y_{22}}_{(M-N)\times(M-N)} \end{bmatrix} \tag{2.168}$$

$$\vec{\hat{I}}(\omega)_{(N+1)\times 1} = \hat{\mathbf{Y}}_{(N+1)\times(N+1)} \vec{\hat{V}}(\omega)_{(N+1)\times 1} \tag{2.169}$$

$$\hat{\mathbf{Y}}_{(N+1)\times(N+1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y_{11}}_{N\times N} & \mathbf{Y_{12}}_{N\times(M-N)} \vec{1}_{(M-N)\times 1} \\ \vec{1}^T_{(M-N)\times 1} \mathbf{Y_{21}}_{(M-N)\times N} & \vec{1}^T_{(M-N)\times 1} \mathbf{Y_{22}}_{(M-N)\times(M-N)} \vec{1}_{(M-N)\times 1} \end{bmatrix} \tag{2.170}$$

Nós curto circuitados ao nó referência

No caso de um circuito original com M nós, em que $M - N = C > 0$ nós sejam curto circuitados ao terra, é possível e de interesse obter uma nova matriz nodal de admitâncias, $\breve{\mathbf{Y}}$, para este circuito, em função da matriz do circuito original $\mathbf{Y}$. Assumindo por conveniência que os nós curto circuitados à referência sejam todos os de índice $i > N$ vale o assumido em 2.171 e 2.172.

$$V_i = 0 \qquad \text{Para } \forall i > N \tag{2.171}$$

$$\breve{V}_i = V_i \qquad \text{e} \qquad \breve{I}_i = I_i \qquad \text{Para } \forall i \leq N \tag{2.172}$$

Substituindo 2.171 e 2.172 em 2.156 e assumindo que não há interesse no conhecimento de I_i para $i > N$ e que a matriz $\mathbf{Y}$ pode ser dividida em submatrizes da maneira indicada em 2.168 vale a relação 2.173. A matriz de admitância nodal do novo circuito é $\breve{\mathbf{Y}}$, é definida por 2.174.

$$\vec{\breve{I}}(\omega)_{N\times 1} = \mathbf{Y_{11}}_{N\times N}\vec{\breve{V}}(\omega)_{N\times 1} \tag{2.173}$$

$$\breve{\mathbf{Y}}_{N\times N} = \mathbf{Y_{11}}_{N\times N} \tag{2.174}$$

2.3.2 Medição de matriz nodal de TP de distribuição

Considerando os TP de distribuição trifásicos ou monofásicos e os modelos associados à determinação de suas características de resposta em freqüência existem dois tipos de abordagem [Morched et al. 1993], estrutural ou comportamental, assim como para os canais PLC como um todo.

Modelo estrutural para o TP de distribuição Nos modelos estruturais para a caracterização em freqüência dos TPs, são considerados aspectos como a geometria espacial interna do transformador, os materiais utilizados e suas propriedades elétricas,nos condutores, nos isolamentos, na carcaça, nos sistemas de resfriamento, etc. As equações de maxwell são aplicadas a estas distribuições geométricas, e o comportamento em freqüência é deduzido diretamente da sua estrutura física. O problema com esta abordagem é que o modelo deduzido, apesar de preciso é complexo e de elevada ordem, tornando difícil a simulação de redes elétricas mais complexas.

Modelo comportamental para o TP de distribuição Estes modelos se basiam na avaliação direta do comportamento em freqüência do TP a partir da medidas realizadas em seus terminais. Para utilização destes modelos com os simuladores geralmente são deridos circuitos equivalentes como os da figura 2.20 que possam ser capazes de aproximar adequadamente esta resposta em freqüência

Apesar de aplicar uma abordagem estrutural para as linhas de transmissão e a rede elétrica de média tensão como um todo, para os transformadores de distribuição será adotada a abordagem comportamental. Principalmente por que existe um número limitado de fabricantes e tipos de transformadores de distribuição o que permite a avaliação de cada tipo, possibilitando a rápida formação de um banco de dados capaz de descrever o comportamento em freqüência de todos os transformadores utilizados por uma companhia de fornecimento de energia.

Metodo experimental para avaliação da matriz nodal

O método experimental para caracterizar a resposta em freqüência dos TPs começa pela medição de sua matriz nodal. Para este fim, é aplicada a sequência seguinte de passos.

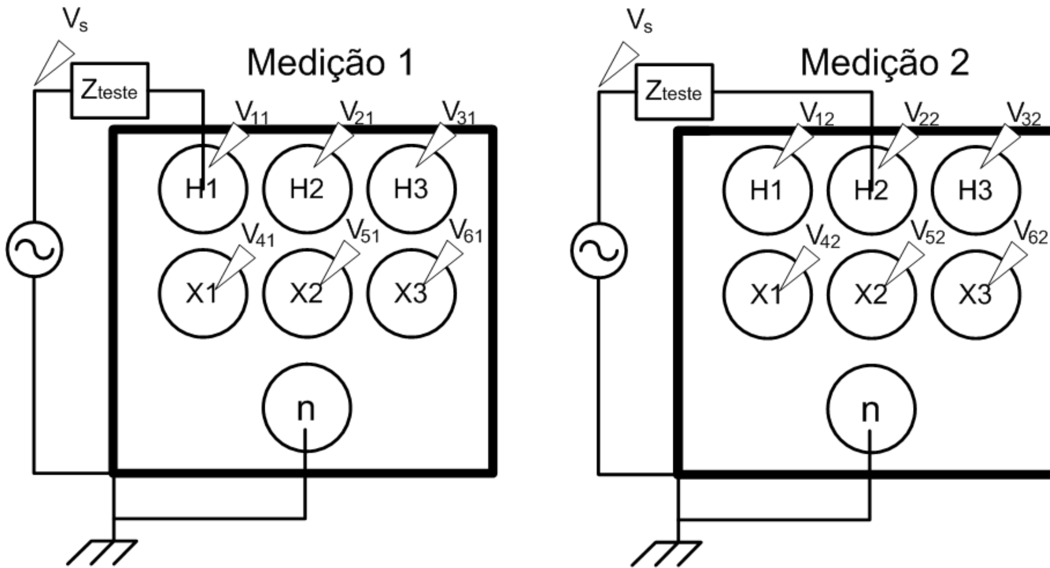


Figura 2.22: Medição da matriz nodal de impedâncias TPs.

1. Geração de um sinal de tensão V_s compreendendo potência e amplitude suficientemente grande para sensibilizar o transformador nas freqüências de interesse e suficientemente pequena para que o comportamento seja linear.

2. Escolha de uma impedância adequada para Z_{teste} indicada na figura 2.22.

3. Conectar Z_{teste} ao nó $j = 1$ e a fonte de tensão V_s.

4. Medir e armazenar o sinal de tensão V_{ij} em todos os i nós do transformador.

5. Se não acabaram os nós, conectar Z_{teste} ao próximo nó, j, e a fonte de tensão, V_s, voltando ao passo 4.

6. Calcular a matriz medida **Z** de impedância nodal. inverter **Z** para achar **Y**.

Nestas medições será considerado que o neutro e a carcaça do transformador estão aterrados juntos e são o nó de referência. Dado que o neutro e carcaça normalmente são aterrados nos TPs de distribuição.

Considerando o TP com dois enrolamentos trifásicos da figura 2.22, Este pode ser associado a um circuito equivalente com sete nós com os seguintes índices $n = 0$, $H1 = 1$, $H2 = 2$, $H3 = 3$, $X1 = 4$, $X2 = 5$, $X3 = 6$; H sendo usado para o enrolamento de média tensão e X para o de baixa.

Durante a j ésima medição valem as relações 2.175, 2.176, 2.177.

$$I_j(\omega) = \frac{V_s(\omega) - V_{jj}(\omega)}{Z_{teste}(\omega)} \tag{2.175}$$

$$I_i(\omega) = 0 \qquad \text{Para } \forall i \neq j \tag{2.176}$$

$$V_i(\omega) = V_{ij}(\omega) \qquad \text{Para } \forall i \tag{2.177}$$

Supondo que a relação entre as correntes e tensões no transformador são lineares, durante a j ésima medição a relação 2.158 também é valida. Então na j ésima medição, os termos da coluna j da matriz **Z** definida em 2.158 podem ser encontrados por:

$$z_{ij}(\omega) = \frac{V_{ij}(\omega) Z_{teste}(\omega)}{V_s(\omega) - V_{jj}(\omega)} \tag{2.178}$$

Quando o procedimento for completado, a matriz $\mathbf{Z}(\omega)$ será completamente conhecida e pode ser invertida para que se encontre $\mathbf{Y}(\omega)$

2.3.3 Resposta de HF de TPs ; por Morched, Martí e Ottevangers

Em [Morched et al. 1993] é afirmado que os modelos básicos para transformadores BCTRAN e TRELEG; presentes anteriormente no simulador EMTP não eram adequados para apresentar resultados realistas para freqüências acima das primeiras ressonâncias matifestadas. Pois o objetivo principal da resposta em freqüência destes modelos seria descrever o comportamento da rede na ocorrência de faltas.

O modelo para representação de trandformadores trifásicos apresentado em [Morched et al. 1993] se enquadra na categoria de modelos comportamentais. A derivação do modelo se dá a partir da observação direta dos sinais nos terminais de externos do mesmo. É afirmado em que modelos alternativos estruturais se tornam extremamente complexos de derivar e utilizar se a geometria não é simples.

O objetivo do modelo é chegar à um circuito discreto similar ao da figura 2.20. O circuito derivado deve ser capaz de manifestar a mesma resposta em freqüência do transformador que teve a sua matriz de admitância nodal previamente avaliada na faixa escolhida.

Particionamento da matriz de admitância nodal

Assumindo que nos transformadores trifásicos os terminais podem ser divididos em B grupos de três elementos, onde cada grupo corresponde à um enrolamento ou nível de tensão. Os índices para os nós podem ser atribuidos de forma que os primeiros três pertençam ao primeiro grupo, os próximos três ao segundo grupo e assim por diante. A matriz de admitância nodal medida pode então ser particionada da forma apresentada em 2.179, onde $\mathbf{Y_{ij}}$ indica uma matriz de admitâncias de ordem 3 que relaciona as 3 tensões dos nós do j-ésimo grupo com as correntes externas entrando nos 3 nós do i-ésimo grupo.

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y_{11}} & \mathbf{Y_{12}} & \cdots & \mathbf{Y_{1B}} \\ \mathbf{Y_{21}} & \mathbf{Y_{22}} & \cdots & \mathbf{Y_{2B}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{Y_{B1}} & \mathbf{Y_{B2}} & \dots & \mathbf{Y_{BB}} \end{bmatrix} \tag{2.179}$$

Em 2.179 $\mathbf{Y_{ij}}$ é dada por 2.180.

$$\mathbf{Y_{ij}} = \begin{bmatrix} y_{ij,11} & y_{ij,12} & y_{ij,13} \\ y_{ij,21} & y_{ij,22} & y_{ij,23} \\ y_{ij,31} & y_{ij,32} & y_{ij,33} \end{bmatrix} \tag{2.180}$$

Balanceamento da matriz $\mathbf{Y_{ij}}$

Para um transformador trifásico, considerando os seus aspectos construtivos, um argumento que pode ser utilizado é o de uma suposta simetria. Considerando dois grupos de terminais externos, como exemplo: H1,H2,H3 no grupo ou enrolamento i e X1,X2,X3 no grupo ou enrolamento j. Pode dizer que o conjunto de relações entre terminais de uma determinada fase em um grupo i com uma fase não correspondente no grupo j, como exemplo H1↔X2, H1↔X3, H2↔X3, H2↔X1, H3↔X1, H3↔X1 é sempre a mesma. A isto corresponde que os elementos fora da diagonal principal de $\mathbf{Y_{ij}}$ são todos iguais entre si. Da mesma forma, se assumido que a relação entre um terminal no grupo i e o correspondente no grupo j deve ser sempre a mesma; todos os elementos da diagonal principal de $\mathbf{Y_{ij}}$ devem ser iguais entre si. Assumindo as condições de simetria a matriz $\mathbf{Y_{ij}}$ poderia ser dada por da forma $\mathbf{\check{Y}_{ij}}$ 2.181.

$$\mathbf{\check{Y}_{ij}} = \begin{bmatrix} \check{y}_{ij,a} & \check{y}_{ij,m} & \check{y}_{ij,m} \\ \check{y}_{ij,m} & \check{y}_{ij,a} & \check{y}_{ij,m} \\ \check{y}_{ij,m} & \check{y}_{ij,m} & \check{y}_{ij,a} \end{bmatrix} \tag{2.181}$$

Em 2.181, o índice a refere-se a auto e o índice m refere-se a mútuo.

Como as matrizes $\mathbf{Y_{ij}}$ geralmente não estão na forma $\mathbf{\check{Y}_{ij}}$ pode-se dizer, em muitos casos, que a assimetria não deveria estar presentedeve ou não é relevante ou se deve a aspectos não previstos [Morched et al. 1993]. Pode-se então, impor a simetria, ponderando $\mathbf{Y_{ij}}$ e substituindo-a por $\mathbf{\check{Y}_{ij}}$ como indicado por 2.182.

$$y_{ij,a} = \frac{y_{ij,11} + y_{ij,22} + y_{ij,33}}{3} + \frac{y_{ji,11} + y_{ji,22} + y_{ji,33}}{3}$$

$$\check{y}_{ij,m} = \frac{y_{ij,12} + y_{ij,13} + y_{ij,21} + y_{ij,23} + y_{ij,31} + y_{ij,33}}{6} + \frac{y_{ji,12} + y_{ji,13} + y_{ji,21} + y_{ji,23} + y_{ji,31} + y_{ji,33}}{6} \tag{2.182}$$

A matriz original $\mathbf{Y}$ medida é então substituida por sua equivalente ponderada $\mathbf{\check{Y}}$ dada em 2.183

$$\mathbf{\check{Y}} = \begin{bmatrix} \mathbf{\check{Y}_{11}} & \mathbf{\check{Y}_{12}} & \cdots & \mathbf{\check{Y}_{1B}} \\ \mathbf{\check{Y}_{21}} & \mathbf{\check{Y}_{22}} & \cdots & \mathbf{\check{Y}_{2B}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{\check{Y}_{B1}} & \mathbf{\check{Y}_{B2}} & \dots & \mathbf{\check{Y}_{BB}} \end{bmatrix} \tag{2.183}$$

A operação de ponderação tem algumas vantagens numéricas, como a redução do ruído e de possíveis erros de medição. A ponderação também implica necessariamente que o circuito correspondente a esta matriz nodal apresentará simetria entre as fases. A consideração das assimetrias poderia levar à um modelo menos estável [Morched et al. 1993].

Também pode ser observado, que desejando-se ajustar a resposta em freqüência dos termos da matriz nodal por funcões racionais, polinomiais em $j\omega$, são apenas $(B+1)(B)$ funções diferentes para ajustar ao invés de $3B(3B+1)/2$ termos, que era o caso original.

$\mathbf{\tilde{Y}_{ij}}$ de sequência

É usual em sistemas de potência a decomposição de um conjunto de três tensões $V_{a,j}$,$V_{b,j}$ e $V_{c,j}$ nos três nós a, b, c do enrolamento j ou correntes $I_{a,i}$,$I_{b,i}$ e $I_{c,i}$ nos três nós a, c, c so enrolamento i em suas componentes de sequência zero, $V_{0,j}$ e $I_{0,i}$, positiva, $V_{1,j}$ e $I_{1,i}$ e negativa $V_{-1,j}$ e $I_{-1,i}$ como mostrado em 2.184 para matriz $\mathcal{D}$ de decomposição dada em 2.185.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \mathcal{D} \begin{bmatrix} V_0 \\ V_1 \\ V_{-1} \end{bmatrix} \qquad \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \mathcal{D} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_1 \\ I_{-1} \end{bmatrix} \tag{2.184}$$

$$\mathcal{D} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-\frac{j2\pi}{3}} & e^{\frac{j2\pi}{3}} \\ 1 & e^{\frac{j2\pi}{3}} & e^{-\frac{j2\pi}{3}} \end{bmatrix} \tag{2.185}$$

Se cada grupo j de três tensões e cada grupo i de três correntes for expresso por suas tensões e correntes equivalentes simétricas, então é possível definir uma matriz nodal de admitâncias $\tilde{\mathbf{Y}}$ que relaciona as tensões e correntes de componentes simétricas tal que valem 2.186 e

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Y}}_{\mathbf{11}} & \tilde{\mathbf{Y}}_{\mathbf{12}} & \cdots & \tilde{\mathbf{Y}}_{\mathbf{1B}} \\ \tilde{\mathbf{Y}}_{\mathbf{21}} & \tilde{\mathbf{Y}}_{\mathbf{22}} & \cdots & \tilde{\mathbf{Y}}_{\mathbf{2B}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{Y}}_{\mathbf{B1}} & \tilde{\mathbf{Y}}_{\mathbf{B2}} & \dots & \tilde{\mathbf{Y}}_{\mathbf{BB}} \end{bmatrix} \tag{2.186}$$

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{\mathbf{ij}} = \mathcal{D}^{-1}\check{\mathbf{Y}}_{\mathbf{ij}}\mathcal{D} \tag{2.187}$$

É fácil demonstrar que as matrizes $\tilde{\mathbf{Y}}_{\mathbf{ij}}$ são diagonais e dadas por 2.188 para $\check{\mathbf{Y}}_{\mathbf{ij}}$ dadas em 2.181.

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{\mathbf{ij}} = \begin{bmatrix} \tilde{y}_{ij,0} & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{y}_{ij,1} & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{y}_{ij,1} \end{bmatrix} \tag{2.188}$$

Onde $\tilde{y}_{ij,0}$ é a admitância nodal de sequencia 0 entre a tensão $V_{0,j}$ e a corrente $I_{0,i}$ e $\tilde{y}_{ij,1}$ é a admitância nodal de sequencia positiva entre a tensão $V_{1,j}$ e a corrente $I_{1,i}$ igual a a admitância nodal de sequencia negativa entre a tensão $V_{-1,j}$ e a corrente $I_{-1,i}$.

Circuito equivalente para os TPs

Como sabido, as admitâncias nodais encontradas, $\tilde{y}$ ou $\check{y}$ Em 2.188 ou 2.181 são funções da freqüência ω. É possível encontrar uma função polinomial racional, $f(s)$ definida em 2.189, onde U é ordem do numerador e D é a ordem do denominador, tal que é válida a aproximação desejada exposta em 2.190.

$$f(s) = \frac{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + \cdots + b_{U-1}s^{U-1} + b_U s^U}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \cdots + a_{D-1}s^{D-1} + a_D s^D} \tag{2.189}$$

$$f(\sqrt{-1}\omega) \approx \tilde{y}(\omega) \qquad \text{,Ou} \qquad f(\sqrt{-1}\omega) \approx \check{y}(\omega) \tag{2.190}$$

O polinômio após a determinação dos polinômios $f(s)$ associados à matriz de admitância nodal encontrada, Podem ser encontradas funções em s para as admitâncias $Y(s)$ segundo as relações determinadas em 2.157; que também serão funções racionais em s. $Y(s)$ pode ser fatorado e divididos nas parcelas Y_{RL}, Y_{RC} e Y_{RLC} como dado em 2.191. Em Y_{RL} ficam os termos de primeira ordem com polos reais e numerador constante em Y_{RC} os termos de primeira ordem com polos reais e numerador proporcional a s e em Y_{RLC} os termos de segunda ordem.

$$Y(s) = Y_{RL}(s) + Y_{RC}(s) + Y_{RLC}(s) \qquad (2.191)$$

Os polinômios em s, $Y(s)$ que representam as admitânicias podem ser representados por redes passivas como as da figura 2.23.

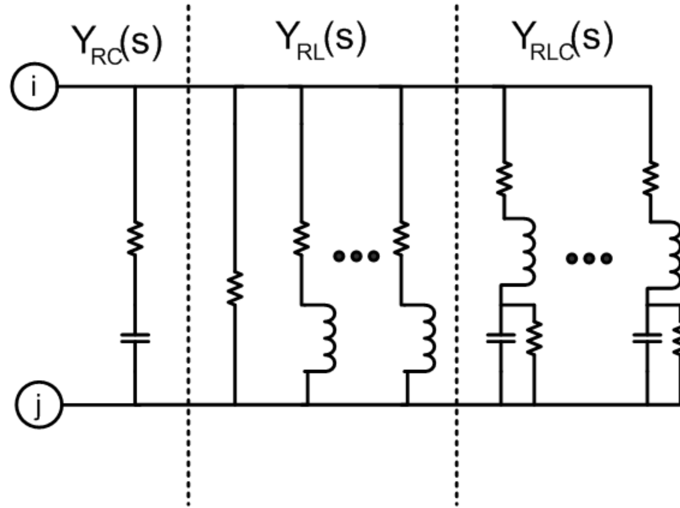


Figura 2.23: Circuito equivalente à $Y(s)$.

Discussão sobre a resposta em freqüência dos TPs

Em [Morched et al. 1993] é identificado que a resposta em freqüência dos TPs apresenta três faixas identificáveis em que o comportamento tem diferentes características.

Em freqüências abaixo de f_{cut} que está tipicamente logo avaixo de 1kHz, o TP de distribuição apresenta um comportamento aproximadamente RL devido aos efeitos peliculares nas bobinas e as correntes de de Foucault que se desenvolvem na superfície dos núcleos.

Logo acima de f_{cut} o comportamento é dominado por várias freqüências ressonantes que aparecem principalmente devido à iteração com as capacitâncias parasitas.

Acima de freqüências da ordem de algumas centenas de kHz o comportamento do TP de distribuição é dominado pelas capacitâncias parasitas.

O Comportamento pode ser observado na figura 2.24 apresentada em [Morched et al. 1993] para a admitância de sequencia positiva interna para o enrolamento de alta tensão de um transformador $215/44kV$, $125MVA$.

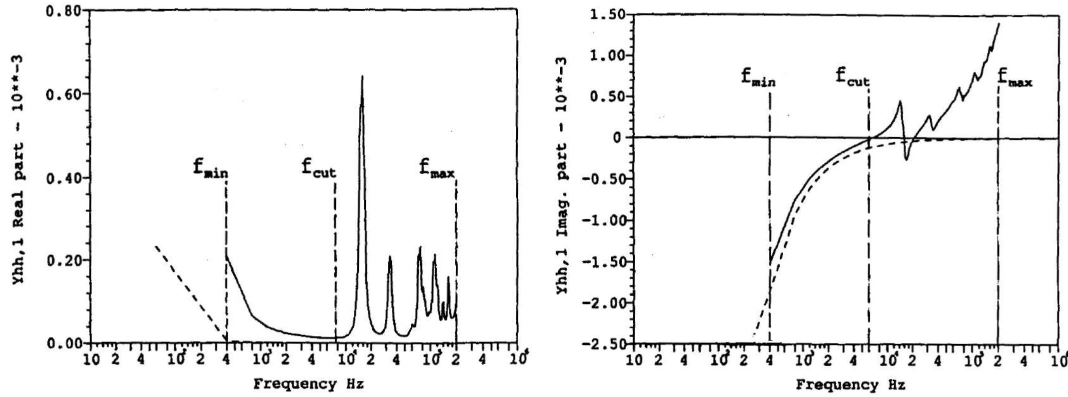


Figura 2.24: $Y(\omega)$ Alta tensão - Alta tensão sequencia positiva.

Na faixa de comunicação normalmente alocada para o PLC banda larga, $1.7MHz$ à $30MHz$ O trabalho [Morched et al. 1993] entre outros trabalhos, como [Ragnar Kristjánsson 2001] e [Tran-Anh et al. Oct.29-Nov.1 2006] confirmam que o os trasnformadores de potência das redes de distribuição e transmissão apresentam comportamento dominantemente capacitivo. No início da faixa utilizada para PLC banda estreita, até $500kHz$, o comportamento destes transformadores apresenta ressonâncias até em torno de $200kHz$ quando sua resposta tende a ser predominantemente capacitiva.

2.3.4 Resposta de HF de TPs; por Tran-Anh, Auriol e Tran-Quoc

O objetivo do trabalho apresentado em [Tran-Anh et al. Oct.29-Nov.1 2006] é de propor e utilizar uma topologia fixa de circuito passsivo RLC equivalente. O conjunto que deve ser adicionado ao modelo básico do transformador para que possa adequadamente descrever a resposta em freqüência até $10MHz$ dos TPs de distribuição. A topologia sugerida considera as capacitâncias parasitas normalmente presentes, o modo de ligação das bobinas, Δ ou Y.

A resposta em freqüência do transformador em questão é medida, visando-se o ajuste dos valores dos parâmetros dos elementos presentes no circuito equivalente. A meta final em [Tran-Anh et al. Oct.29-Nov.1 2006] é a utilização direta dos resultados, para construção de modelos de canal PLC em média tensão, o mesmo do presente texto. Observa-se que a partir de poucas dezenas de kHz o núcleo de Aço silício pouco influencia os resultados observados.

Modelo para freqüências intermediárias, "Medium Frequency"(MF)

Como em [Morched et al. 1993], também em [Tran-Anh et al. Oct.29-Nov.1 2006] o comportamento pode ser dividido em diferentes faixas para análise. A chamada faixa intermediária é exatamente a região do espectro em que são constatadas as ressonâncias, fruto da iteração entre entre as indutâncias e capacitâncias parasitas presentes. Normal-

mente o limite desta faixa está situado entre 100kHz e 200kHz. O modelo de circuito equivalente para um transformador de distribuição $\Delta - Y$ é apresentado na figura 2.25.

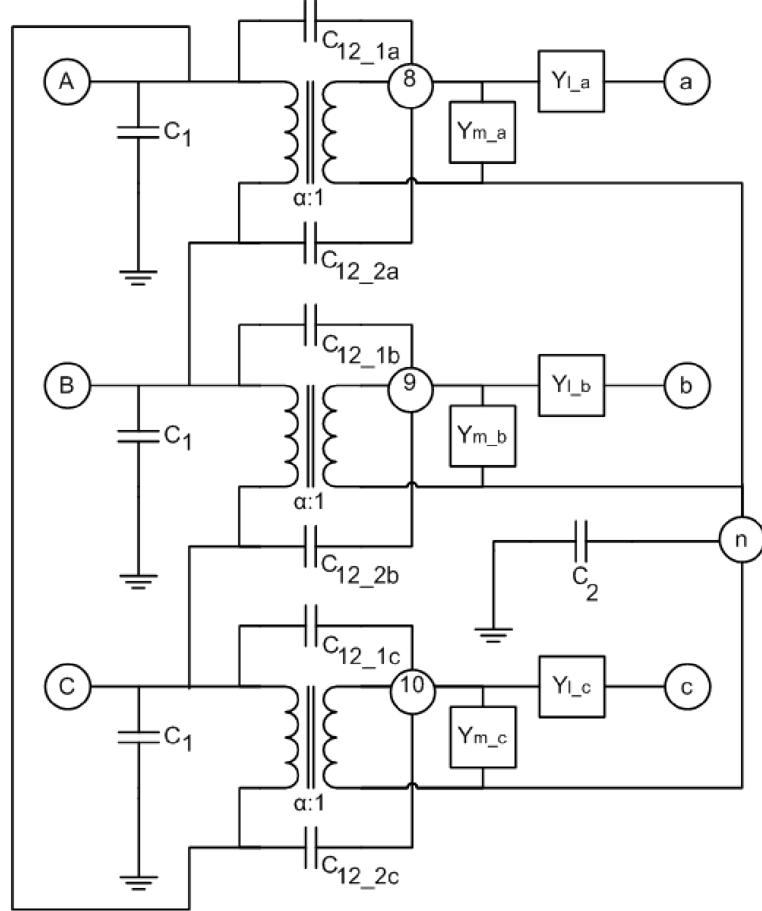


Figura 2.25: Circuito equivalente MF para o TP de distribuição .

O modelo leva em consideração :

- As impedâncias ou admitâncias de disperção em cada fase, indicadas pelos parâmetros $Y_{l,a}, Y_{l,b}, Y_{l,c}$.
- As impedâncias ou admitâncias de magnetização em cada fase, consideradas por $Y_{m,a}, Y_{m,b}, Y_{m,c}$.
- As capacitâcias parasitas nos enrolamentos. Entre as bobinas e a carcaça, indicadas por C_1 e C_2. Entre os lados de alta e baixa tensão, em diversos pontos indicadas por C_{12} na figura 2.25.

Matriz nodal para o modelo (MF)

Considerando os índices, $1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10$, correspondem respectivamente aos nós $A, B, C, a, b, c, n, 8, 9, 10$, indicados na figura 2.25 e chamando de I_{TA}, I_{TB}, I_{TC} a cor-

rente que entra nos transformadores ideais do lado de alta tensão respectivamente nas fases A, B, C é possível formar a equação matricial 2.193. Os elementos da matriz $\check{\mathbf{Y}}$, presentes em 2.193 são chamados de $\check{y}_{i,j}$ como em 2.192.

$$
\begin{gathered}
\check{y}_{1,1} = j\omega(C_1 + C_{12,1a} + C_{12,2c}) \\
\check{y}_{2,2} = j\omega(C_1 + C_{12,1b} + C_{12,2a}) \\
\check{y}_{3,3} = j\omega(C_1 + C_{12,1c} + C_{12,2b}) \\
\check{y}_{7,7} = Y_{m,a} + Y_{m,b} + Y_{m,c} + j\omega C_2 \\
\check{y}_{8,8} = j\omega(C_{12,1a} + C_{12,2a}) + Y_{l,a} + Y_{m,a} \\
\check{y}_{9,9} = j\omega(C_{12,1b} + C_{12,2b}) + Y_{l,b} + Y_{m,b} \\
\check{y}_{10,10} = j\omega(C_{12,1c} + C_{12,1c}) + Y_{l,c} + Y_{m,c}
\end{gathered}
\tag{2.192}
$$

$$
\begin{bmatrix}
I_1 - I_{TA} + I_{TC} \\
I_2 - I_{TB} + I_{TA} \\
I_3 - I_{TC} + I_{TB} \\
I_4 \\
I_5 \\
I_6 \\
I_7 - \alpha(I_{TA} + I_{TB} + I_{TC}) \\
I_8 + \alpha I_{TA} \\
I_9 + \alpha I_{TB} \\
I_{10} + \alpha I_{TC}
\end{bmatrix}
=
\begin{bmatrix}
\check{y}_{1,1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -j\omega C_{12,1a} & & -j\omega C_{12,2c} \\
0 & \check{y}_{2,2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -j\omega C_{12,2a} & -j\omega C_{12,1b} & 0 \\
0 & 0 & \check{y}_{3,3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -j\omega C_{12,2b} & -j\omega C_{12,1c} \\
0 & 0 & 0 & Y_{l,a} & 0 & 0 & 0 & -Y_{l,a} & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & Y_{l,b} & 0 & 0 & 0 & -Y_{l,b} & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Y_{l,c} & 0 & 0 & 0 & -Y_{l,c} \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \check{y}_{7,7} & -Y_{m,a} & -Y_{m,b} & -Y_{m,c} \\
-j\omega C_{12,1a} & -j\omega C_{12,2a} & 0 & -Y_{l,a} & 0 & 0 & -Y_{m,a} & \check{y}_{8,8} & 0 & 0 \\
0 & -j\omega C_{12,1b} & -j\omega C_{12,2b} & 0 & -Y_{l,b} & 0 & -Y_{m,b} & 0 & \check{y}_{9,9} & 0 \\
-j\omega C_{12,2c} & 0 & -j\omega C_{12,1c} & 0 & 0 & -Y_{l,c} & -Y_{m,c} & 0 & 0 & Y_{10,10}
\end{bmatrix}
\vec{V}
\tag{2.193}
$$

, conectando diretamente o neutro ao terra Considerando nulas as correntes entrando nos nós $8, 9$ e 10 e operando nas linhas desta matriz obtem-se uma nova matriz $\tilde{\mathbf{Y}}$, 6×10 para qual valem as relações 2.194:

$$
\begin{gathered}
\tilde{y}_{1,j} = \check{y}_{1,j} + \alpha^{-1}\check{y}_{8,j} - \alpha^{-1}\check{y}_{10,j} \qquad \text{Para} \quad 1 \geq j \leq 10 \\
\tilde{y}_{2,j} = \check{y}_{2,j} + \alpha^{-1}\check{y}_{9,j} - \alpha^{-1}\check{y}_{8,j} \qquad \text{Para} \quad 1 \geq j \leq 10 \\
\tilde{y}_{3,j} = \check{y}_{3,j} + \alpha^{-1}\check{y}_{10,j} - \alpha^{-1}\check{y}_{9,j} \qquad \text{Para} \quad 1 \geq j \leq 10 \\
\tilde{y}_{i,j} = \check{y}_{i,j} \qquad \text{Para} \quad 4 \geq i \leq 6
\end{gathered}
\tag{2.194}
$$

Da relação entre as tensões nos transformadores ideais tem-se 2.195.

$$\begin{bmatrix} V_8 \\ V_9 \\ V_{10} \end{bmatrix} = \alpha^{-1} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \alpha \\ 0 & 1 & -1 & \alpha \\ -1 & 0 & 1 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_n \end{bmatrix} \tag{2.195}$$

Utilizando 2.195, pode ser definida uma nova matriz $\mathbf{Y_{TP,HF}}$, presente em 2.197, tal que para seus elementos valem a relações dadas em 2.196.

$$\begin{array}{rl} y_{i,1TP,MF} = \tilde{y}_{i,1} + \alpha^{-1}\tilde{y}_{i,8} - \alpha^{-1}\tilde{y}_{i,10} & \text{Para} \quad 1 \geq i \leq 6 \\ y_{i,2TP,MF} = \tilde{y}_{i,2} + \alpha^{-1}\tilde{y}_{i,9} - \alpha^{-1}\tilde{y}_{i,8} & \text{Para} \quad 1 \geq i \leq 6 \\ y_{i,3TP,MF} = \tilde{y}_{i,3} + \alpha^{-1}\tilde{y}_{i,10} - \alpha^{-1}\tilde{y}_{i,9} & \text{Para} \quad 1 \geq i \leq 6 \\ y_{i,jTP,MF} = \tilde{y}_{i,j} \quad \text{Para} \quad 4 \geq j \leq 6 & \end{array} \tag{2.196}$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \mathbf{Y_{TP,MF}} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \tag{2.197}$$

A matriz $\mathbf{Y_{TP,MF}}$ é a matriz nodal para o circuito da figura 2.25 considerando o neutro aterrado, e os terminais de alta e baixa tensão como nós de acesso.

Método para medição dos parâmetros do modelo do circuito discreto

A figura 2.26 ilustra as diversos medidas que devem ser realizadas para extração dos parâmetros do modelo. O instrumento deve ser capaz de identificar a resposta em freqüência, de fase e de magnitude, da impedância localizada entre seus terminais.

Medida a) O objetivo é a caracterizar a impedância de dispersão $Y_{l,a}$, isto pode ser feito observando-se o comportamento da curva, em [Tran-Anh et al. Oct.29-Nov.1 2006] este comportamento é identificado como dominantemente indutivo e esta impedância pode ser representada por um paralelo entre um resistor e um indutor. Pode-se optar por considerar as simetrias do transformador, o que implica em valores similares para $Y_{l,a}$ e $Y_{l,c}$.

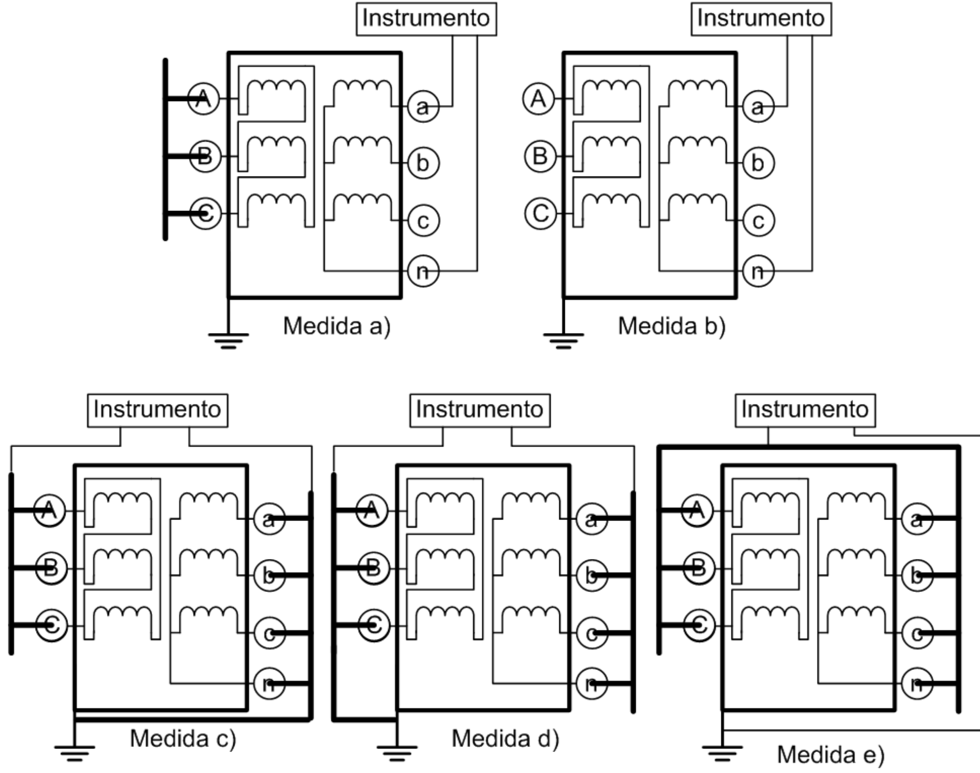


Figura 2.26: Ilustração com as medições realizadas

Medida b) É suposto no trabalho analisado que a impedância $Y_{m,a}$ de magnetização é um paralelo RLC, e pode ser identificada a partir da ressonância observada na porção inferior da resposta em freqüêcia obtida nesta medida, R relacionando-se ao pico, e L e C podendo ser identificados pela freqüência angular de ressonância e e pelo fator de qualidade.

Medida c), medida d) e medida e) é afirmado que já em frequencias acima de $100kHz$ os resultados para as medições são puramente capacitivos correspondendo às capacitâncias do modelo. Pela resposta acima de $100kHz$ obtida pela medida c) pode-se calcular a a capacitância $C_{mc} = 3C_1 + C_{12}$, pela medida d) pode-se determinar a capacitância $C_{md} = C_2 + C_{12}$ e pela medida *e*) é possível determinar $C_{me} = 3C_1 + C_2$ sendo que $C_{12} = C_{12,1a} + C_{12,1b} + C_{12,1c} + C_{12,2a} + C_{12,2b} + C_{12,2c}$.

Nas medições realizadas, também em [Tran-Anh et al. Oct.29-Nov.1 2006], é mostrado que existem ressonâncias na porção mediana do espectro. Para incorporar as ressonâncias manifestadas na medição d), foram incorporadas ao modelo apresentado no mesmo artigo, uma indutância e resistência série às capacitâncias $C_{12,1}$, observar 2.27, e então o autor utiliza funções de otimização para aproximar o valor de cada um dos parâmetros restantes do circuito. O autor considerou que a fase relacionada a perna central do núcleo do transformador não necessitaria apresentar os mesmos valores de resultado dado a existência de uma assimetria entre esta fase e as outras duas.

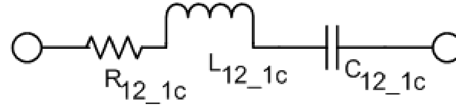


Figura 2.27: $R_{12,1}$ e $L_{12,1}$.

Os resultados obtidos em [Tran-Anh et al. Oct.29-Nov.1 2006] para o circuito equivalente, modelo MF, de um transformador $\Delta - Y$ de 160kVA 20kV/0,4kV são apresentados nas tabelas 2.2,2.3,2.4.

Tabela 2.2: Parâmetros para impedância de dispersão.

R_l:	2300Ω
L_l	$0,176mH$

Tabela 2.3: Parâmetros para impedância de magnetização.

Fase a,c	R_m: 425Ω	L_m $12,4mH$	C_m $0,665\mu F$
Fase b	R_m: 769Ω	L_m $15,6mH$	C_m $0,703\mu F$

Modelo para "High Frequency"(HF)

Acima de aproximadamente $100kHz$, o comportamento de alguns materiais no transformador sofre mudança sensível, na prática a resposta em freqüência é dominada pelas capacitâncias, que são as mesmas do modelo MF. A influência gerada pelo transformador ideal existente no modelo MF pode ser desprezada. O autor do artigo citado propõe também que a resistência e a indutância inseridas em série com a capacitância $C_{12,1}$ sejam desprezadas, que as admitâncias Y_l sejam transformadas em curto circuitos e finalmente que a admitância de magnetização sejam substituídas por outra rede, RLC em paralelo, Y_f adequada as altas freqüências. Y_f pode ser calculada de maneira similar a Y_m com base em uma possível ressonância em alta frequência.

A matriz de admitância nodal para o circuito descrito na figura 2.28 pode ser calculada de maneira imediata como descrito na seção 2.3.1. Se o nó de neutro for considerado

Tabela 2.4: Parâmetros para as capacitâncias.

C_1:	425Ω	C_2	$12,4mH$	$C_{12,2}$	$220pF$
R_{12}:	$5,25k\Omega$	L_{12}	$310mH$	$C_{12,1}$	$93pF$

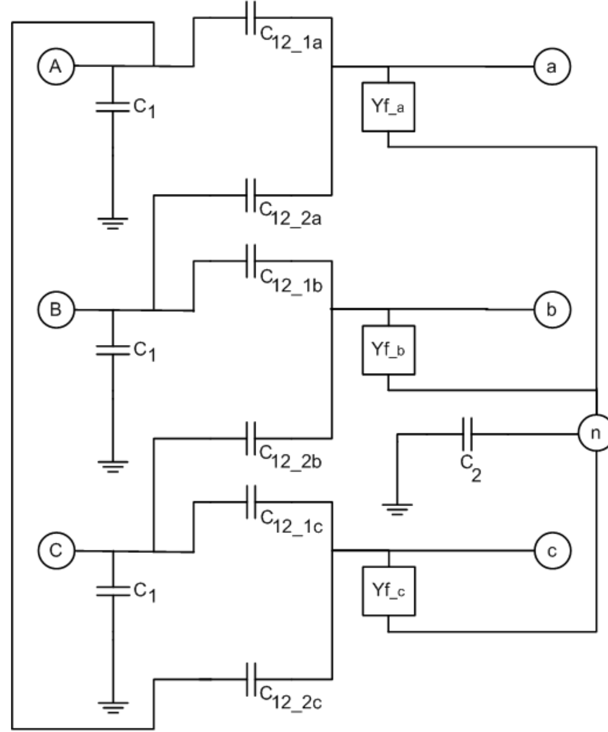


Figura 2.28: Modelo descrito no artigo [Tran-Anh et al. Oct.29-Nov.1 2006] para resposta em alta freqüência de transformadores de distribuição.

conectado ao terra o resultado está explicitado em 2.198.

$$\mathbf{Y_{TP,HF}} = \begin{bmatrix} j\omega C_1 & 0 & 0 & j\omega C_{12,1a} & 0 & j\omega C_{12,2c} \\ 0 & j\omega C_1 & 0 & j\omega C_{12,2a} & j\omega C_{12,1b} & 0 \\ 0 & 0 & j\omega C_1 & 0 & j\omega C_{12,2b} & j\omega C_{12,1c} \\ \\ j\omega C_{12,1a} & j\omega C_{12,2a} & 0 & Y_{fa} & 0 & 0 \\ 0 & j\omega C_{12,1b} & j\omega C_{12,2b} & 0 & Y_{fb} & 0 \\ j\omega C_{12,2c} & 0 & j\omega C_{12,1c} & 0 & 0 & Y_{fc} \end{bmatrix} \quad (2.198)$$

2.3.5 Influência da rede de BT no sinal PLC em MT

Para realizar uma análise simplificada sobre o nível de influência que as cargas de BT podem realizar na resposta em freqüência da rede de MT, serão considerados dois casos

extremos: no primeiro caso será suposto que a rede o lado de BT está em curto circuito, no segundo caso será suposto que o lado de BT está em aberto.

Para demonstrar os resultados será utilizado o circuito equivalente de MF para o TP de ditribuição 160kVA 20/0,4kV encontrado em [Tran-Anh et al. Oct.29-Nov.1 2006]. Sua matriz de admitância nodal

Simulação da resposta do modelo MF de Tran-Ahn

Para encontrar a matriz de admitância para os nós de MT, $A = 1, B = 2, C = 3$, quando os nós de baixa tensão estão em aberto, a matriz

O cálculo da resposta, exibida em 2.29, deixa claras duas situações: A primeira é que a impedância, depois das ressonâncias iniciais, tende a decrescer continuamente com o aumento da freqüência. A segunda é que a partir de freqüências em torno de 35kHz a influência da impedância conectada ao enrolamento de BT tende a reduzir-se. Indicando o fato relatado de que para freqüêcias mais altas pode-se desprezar completamente a influencia do circuito de baixa tensão na formação do FT de alta tensão.

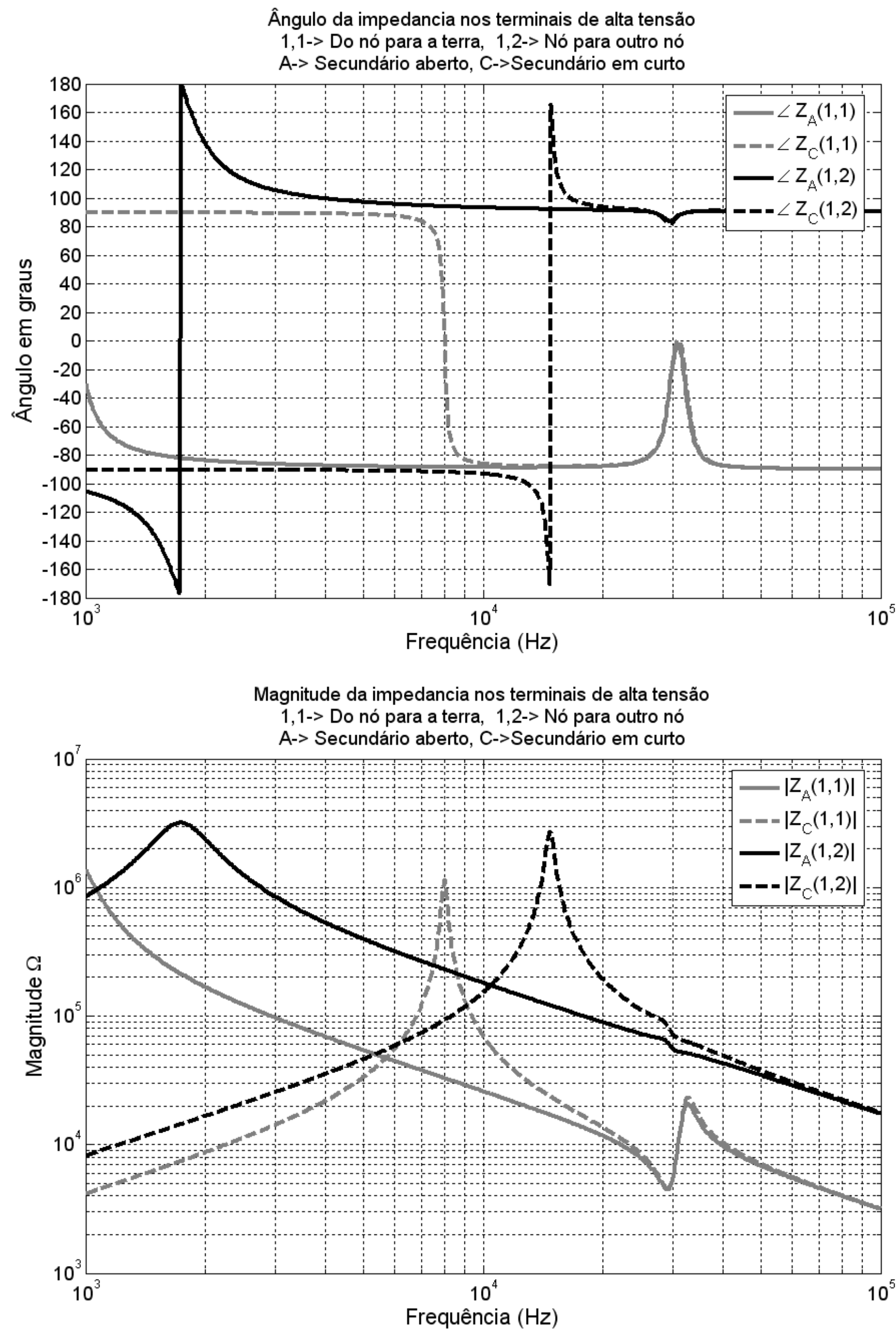


Figura 2.29: Influência mínima da BT nas impedâncias em HF

Capítulo 3

Modelo proposto para o canal PLC

3.1 Objetivos

O objetivo principal do algorítmo explanado neste capítulo é possibilitar a determinação da distribuição do sinal de informação transmitido em um alimentador de média tensão. Os ensaios de cada simulação, consideram uma configuração física específica da rede e a escolha da faixa de freqüências e da posição de análise para o elemento transmissor e para os elementos receptores. Existe a possibilidade de se escolher impedância de entrada dos receptores, como também a impedância de saída do transmissor; para, a partir dos resultados, determinar como estas variações afetam a distribuição de potência do sinal portador de informação no alimentador.

É obtida uma estimativa, da resposta em freqüência entre o elemento transmissor e qualquer ponto do alimentador, como também da reatância enxergada pelo elemento transmissor nas diversas freqüências em análise. Ao fim da execução do algorítmo, é possível observar uma previsão para os fasores de tensão e corrente do sinal portador de informação desenvolvidos em cada ponto do alimentador de média tensão, e a potência total de sinal fluindo num determinado ponto.

Com o resultado das simulações, torna-se possível estimar um posicionamento favorável das entidades transceptoras e orientar adequadamente a síntese dos circuitos usados. Agregando os resultados deste método com os resultados divulgados na literatura sobre o padrão de ruído na rede de média tensão; Pode-se estimar previamente a capacidade de transmissão entre dois pontos escolhidos e a viabilidade de uma instalação. A informação gerada, permitirá uma economia logística, já que o procedimento de instalação destes elementos envolve o deslocamento de uma equipe capacitada na manipulação de tensões da ordem de alguns kV.

3.2 Variáveis de interesse

A metodologia usada adota uma abordagem simplificada com relação aos fasores de corrente e tensão no alimentador trifásico de média tensão. A partir dos fasores básicos será possível descrever o comportamento em freqüência do sinal portador de informação em todos os pontos, assim como todos os resultados descritos anteriormente.

A maioria das concessionárias de energia elétrica adota três condutores na rede de

distribuição em média tensão. Outra decisão geralmente adotada é a utilização de transformadores na configuração em delta do lado da tensão mais elevada e estrela aterrada do lado oposto, como ilustra a figura 3.1.

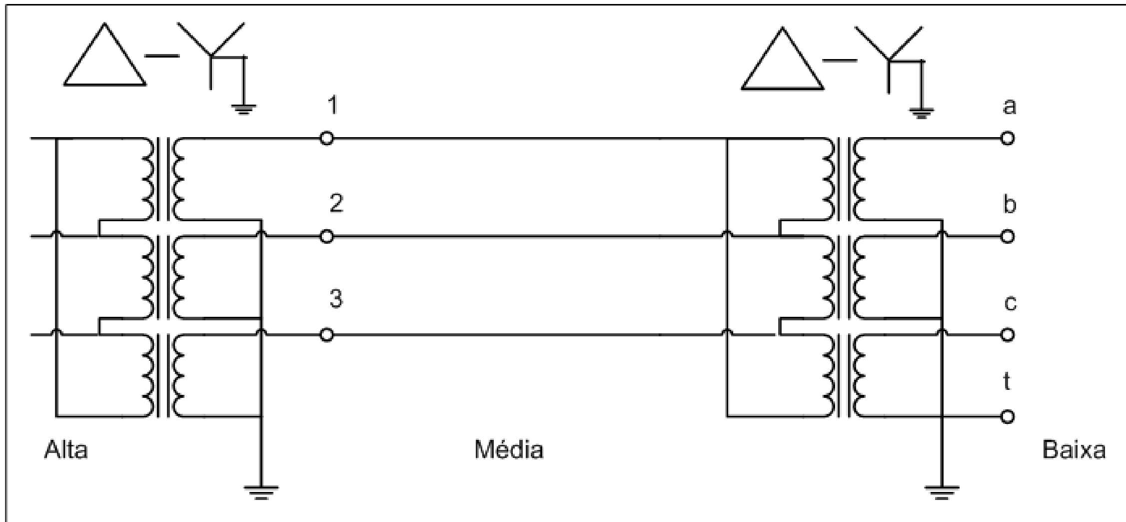


Figura 3.1: Delta na alta tensão e estrela aterrada na baixa tensão.

Poderia-se concluir que não há circulação de corrente pelo terra nesta configuração por não haver duas conexões galvânicas para o terra do lado do alimentador, tal fato poderia justificar a adoção do terceiro condutor como referência e o uso de uma notação simplificada. Mas, para freqüências mais altas, presentes nos sinais portadores de informação, a influência das capacitâncias parasitas entre os condutores e o terra e das capacitâncias parasitas presentes entre as bobinas dos transformadores e maquinas elétricas em geral e suas carcaças aterradas é significativa e este fato não pode ser desprezado.

São necessários seis fasores para descrever o estado do alimentador trifásico em um determinado ponto, como ilustra a figura 3.2, sendo que não há pré suposição de nenhum equilíbrio entre estes.

Os fasores V_1, V_2 e V_3 representam as tensões dos condutores nas fases 1,2 e 3 respectivamente, referenciadas à terra, na posição i, os fasores I_1, I_2 e I_3 representam as correntes nestes mesmos condutores, como ilustra a figura 3.2.

O método que será apresentado foi desenvolvido tendo como objetivo as redes de distribuição usuais, por isso o uso de 3 fasores para a corrente e 3 fasores para a tensão; mas, por sua generalidade, com pouco esforço, pode ser extendido e aplicado a qualquer rede polifásica com N fases.

Para efeito de simplificação de algumas representações posteriores, são definidos os vetores de fasores: $\vec{I}^i$ para os fasores de corrente, $\vec{V}^i$ para os fasores de tensão e $\vec{F}^i$ para os fasores de corrente e tensão; respectivamente segundo as equações 3.1, 3.2 e 3.3; sempre

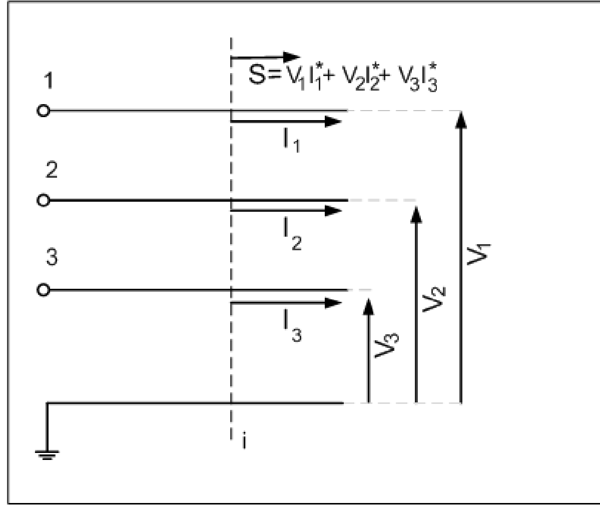


Figura 3.2: Fasores e potência, na posição i do alimentador.

na altura i do alimentador. Para um sistema trifásico N é igual a três.

$$\vec{I^i} = \begin{bmatrix} I_1^i \\ I_2^i \\ \vdots \\ I_N^i \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

$$\vec{V^i} = \begin{bmatrix} V_1^i \\ V_2^i \\ \vdots \\ V_N^i \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

$$\vec{F^i} = \begin{bmatrix} \vec{I^i} \\ \vec{V^i} \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

O cálculo da potência trifásica S^i, fluindo na direção do sentido convencional positivo para as correntes, na posição i do alimentador, é dado pela equação 3.4. Nesta equação, o fasor I^* é o complexo conjugado do fasor I.

$$S^i = V_1 I_1^* + V_2 I_2^* + V_3 I_3^* \tag{3.4}$$

E de uma maneira mais geral a potência polifásica pode ser dada pela equação 3.5.

$$S^i = \sum_{k=0}^{N} V_k I_k^* \tag{3.5}$$

O sentido adotado como positivo para os fasores de corrente e de fluxo de potência nos condutores, é o de afastamento com relação ao transmissor, da maneira ilustrada na

figura 3.3. Como se nota, um posicionamento diferente do elemento transmissor pode levar a uma outra convenção para alguns trechos, é o caso dos trechos destacados.

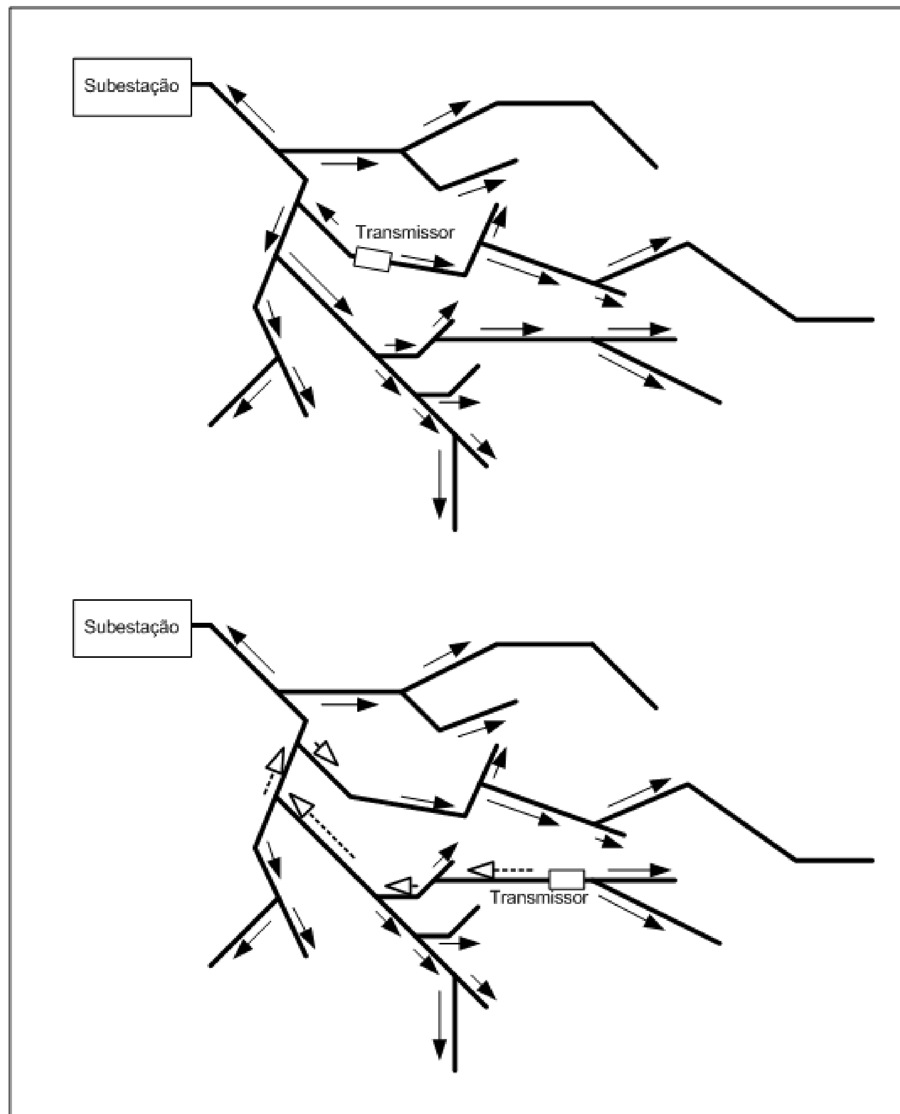


Figura 3.3: O sentido positivo para as correntes é o de afastamento do transmissor.

3.3 Entidades elétricas e suas representações

A metodologia criada, assume que todos os elementos elétricos lineares presentes na linha e as próprias linhas de transmissão podem ser representados na forma matricial, por uma matriz **T** de transmitância. Os elementos considerados são principalmente linhas de transmissão polifásicas, cargas polifásicas e conjuntos de linhas de transmissão polifásicas e cargas polifásicas sumarizados numa só cargas polifásica. Não é necessário que as linhas

de transmissão ou as cargas sejam equilibradas para que seja feita a análise. A matriz $\mathbf{T}$ é complexa representando uma relação linear entre os vetores de fasores $\vec{I}^a$ e $\vec{V}^a$ antes do elemento e os vetores de fasores $\vec{I}^d$ e $\vec{V}^d$ depois do elemento, como ilustra a figura 3.4 para a situação trifásica e as equações 3.6 e 3.7.

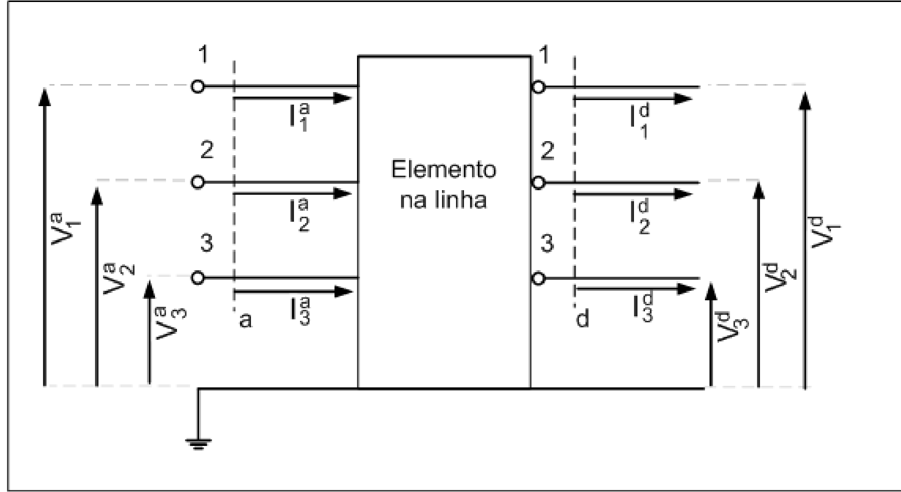


Figura 3.4: Representação de um elemento na linha.

$$\begin{bmatrix} \vec{I}^a \\ \vec{V}^a \end{bmatrix} = [\mathbf{T}] \begin{bmatrix} \vec{I}^d \\ \vec{V}^d \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

$$\vec{F}^a = [\mathbf{T}]\,\vec{F}^d \tag{3.7}$$

As matrizes $\mathbf{T}$, são quadradas e de ordem $2N$. Podem ser enquadradas na teoria de linhas de transmissão e podem ser chamadas de matrizes de transmitância para o elemento. Esta matriz contém $4N^2$ números complexos podendo ser dividida em quatro sub matrizes $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ e $\mathbf{D}$ cada uma com N^2 como exposto na equação 3.8.

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{N\times N} & \mathbf{B}_{N\times N} \\ \mathbf{C}_{N\times N} & \mathbf{D}_{N\times N} \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

Os elementos das submatrizes $\mathbf{A}$ e $\mathbf{D}$, como pode ser visto a partir da equação 3.7, são adimensionais; os elementos das submatrizes $\mathbf{B}$ e $\mathbf{D}$ têm, respectivamente unidade de admitância e de reatância.

Para cada elemento a ser representado e cada freqüência ω de operação, uma matriz $\mathbf{T}(\omega)$ será encontrada. No contexto do método, também será de grande utilidade encontrar sua inversa, $\mathbf{T}^{-1}(\omega)$, que será utilizada para exprimir relações similares à 3.9.

$$\vec{F}^d = \left[\mathbf{T}^{-1}\right] \vec{F}^a \tag{3.9}$$

Conceitos utilizados para a hierarquia topológica

Como as redes elétricas analisadas aqui devem devem ter topologia radial em árvore, alguns conceitos particulares usados neste texto são agora esclarecidos.

Direção montante Em um determinada linha de transmissão em um alimentador é o sentido que segue rumo a subestação AT/MT de origem.

Direção jusante É o sentido na linha que aponta para longe da subestação de origem. Ou seja, aponta em direção as cargas.

trecho de linha é a porção de linha de transmissão que está localizada entre uma ramificação e outra, ou entre uma ramificação e uma terminação; não podendo haver outras ramificações dentro do trecho de linha.

trecho de linha "Pai" É um trecho de linha que divide-se na direção jusante em outros trechos de linha que são os trechos de linha filhos.

trecho de linha "Filho" É um trecho de linha originado da divisão de um trecho de linha pai.

Subtrecho de linha aqui será será uma porção de linha que não apresente nenhuma variação em sua seção transversal e não apresente internamente nenhuma carga ou ramificação.

Trecho entre postes aqui será todo trecho de linha entre um poste e outro conectado a este por uma linha de transmissão.

Cargas Serão chamados de cargas todos os transformadores e bancos de capacitores conectados ao alimentador.

O alimentador está dividido em trechos de linha que se subdividem em subtrechos de linha que se subdividem em trechos entre postes. Da topologia radial, nas ramificações, os pais se localizam na direção montante e os filhos na direção jusante.

3.3.1 Representação das cargas em paralelo

Como exemplo para representação de cargas polifásicas em termos de uma matriz de transmitância equivalente, utilizaremos a carga disposta em delta como ilustra a figura 3.5, neste exemplo a rede considerada tem duas fases. O primeiro passo para o procedimento é a determinação da matriz admitância para esta carga de maneira similar a descrita em [Grainger e Stevenson 1994]. Devem ser identificados os N nós de conexão entre a carga e a rede polifásica. Deve ser desenvolvida uma relação simples entre os N fasores de corrente que entrando nesta carga, no exemplo I_1 e I_2 e os N fasores de tensão para os nós de conexão, para o exemplo: V_1 V_2.

Aplicando-se o procedimento no caso específico do exemplo originam-se as equações 3.10.

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{Z_1}(V_1 - V_2) + \frac{1}{Z_3}V_1 \\ I_2 &= \frac{1}{Z_1}(V_2 - V_1) + \frac{1}{Z_2}V_2 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Mostra-se a formação uma matriz complexa de admitâncias, $\mathbf{Y}$, como ilustram as equações 3.11 e 3.12 do exemplo. A representação é válida e útil no caso de impedâncias

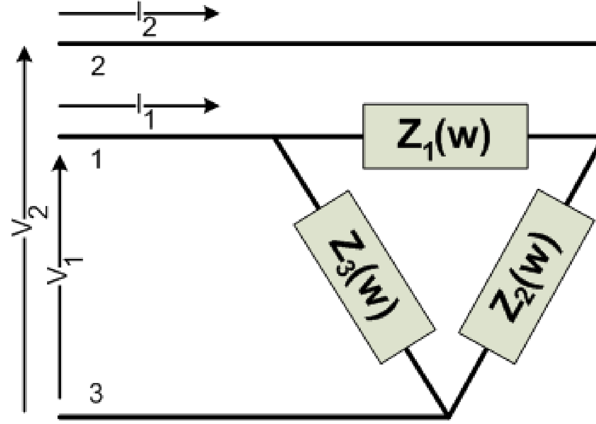


Figura 3.5: Uma impedância trifásica.

desequilibradas. No caso de N fases em consideração a matriz admitância será quadrada de ordem N.

$$\vec{I} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_3} & -\frac{1}{Z_1} \\ -\frac{1}{Z_1} & \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \mathbf{Y}\vec{V} \tag{3.11}$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_3} & -\frac{1}{Z_1} \\ -\frac{1}{Z_1} & \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \end{bmatrix} \tag{3.12}$$

A observação da representação da carga trifásica ilustrada na figura 3.6, em paralelo na linha; permite escrever relações simples entre os fasores em consideração antes de depois da carga. Como ela está conectada na mesma altura do alimentador, pode-se dizer que a tensão nestes nós é a mesma, antes e depois, igualdade dada em 3.13.

$$\vec{V}^a = \vec{V}^d = \vec{V} \tag{3.13}$$

Para estes mesmos nós, segundo a lei de Kirchoff, as relações entre o vetor de fasores de corrente antes e depois podem ser descritas nas equações 3.14.

$$\vec{I}^a = \vec{I}^d + \vec{I} \tag{3.14}$$

Visualizando 3.11 e 3.12, pode-se concluir que o vetor de fasores $\vec{I}$ de corrente consumida na carga pode ser escrito em função do vetor de fasores de tensões $\vec{V}$. Com esta análise e considerando 3.13, equações similares à 3.14 podem ser escritas equivalentemente por 3.15.

$$\vec{I}^a = \vec{I}^d + \mathbf{Y}\vec{V}^d \tag{3.15}$$

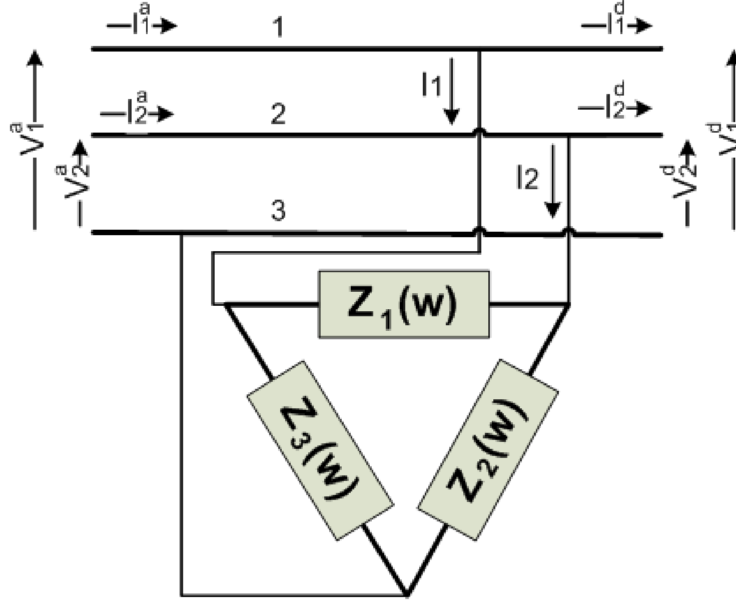


Figura 3.6: Representação de uma impedância trifásica em paralelo na linha.

As equações 3.15 e 3.13 descrevem completamente os fasores antes da carga em função dos fasores depois da carga. Pode-se determinar uma matriz de transmitância T_Y, equivalente a descrita nas equações 3.6 e 3.8 para o elemento que seja uma carga trifásica em paralelo. De uma maneira geral, para qualquer sistema polifásico, a matriz formada é tal que as submatrizes **A** e **D** são identidades, a submatriz **B** é igual a matriz **Y** da carga e a submatriz **C** é nula. Para o caso do exemplo a matriz T_Y é dada em 3.16, os componentes y são dados na equação 3.12 em função da impedância de cada ramo do delta da carga.

$$\mathbf{T}_Y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & y_{11} & y_{12} \\ 0 & 1 & y_{21} & y_{22} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

No caso de cargas em paralelo é possível encontrar $\mathbf{T}_Y^{-1}$ de maneira simplificada, basta utilizar as equações 3.15 e as equações 3.13. Determina-se as correntes depois da carga em função das correntes antes da carga como ilustra a equação 3.17. Chega-se diretamente à $\mathbf{T}_Y^{-1}$ que em tudo é igual a $\mathbf{T}_Y$ diferindo apenas no fato de que sua submatriz **B** é igual a $-\mathbf{Y}$ como descrito em 3.18 que é o caso do exemplo.

$$\vec{I}^d = \vec{I}^a - \vec{I} \tag{3.17}$$

$$\mathbf{T}_Y^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -y_{11} & -y_{12} \\ 0 & 1 & -y_{21} & -y_{22} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

3.3.2 Trechos de linha

Identificam-se os trechos de linha, como os trechos entre as cargas, dentro de um trecho de linha não há cargas. Neste conceito para o trecho de linha formado, também não pode haver variação nos valores por metro, isto implica que o mesmo tipo de condutor e a mesmas distâncias entre estes devem permanecer ao longo de todo o trecho.

A representação de um trecho de linha polifásico na forma de uma matriz de transmitância $\mathbf{T}_L$ resumirá todos os parâmetros físicos deste. O importante em termos da metodologia é a relação linear que se estabelece entre os fasores antes e depois do trecho, como descrito na equação 3.6 e 3.7.

Devem ser conhecidas: as distâncias entre os condutores utilizados, a qualificação destes condutores com relação aos materiais, aos calibres e geometria, como também os resultados com relação ao efeito pelicular para a configuração física estabelecida. Para linhas de transmissão em que a influência da terra não é desprezada esta será considerada como um condutor com geometria e propriedades e influência particulares. Os parâmetros citados, determinarão as impedâncias por metro no trecho de linha e o conjunto de equações que regerá as ondas elétricas neste.

Conhecendo à forma da solução de onda e a distância d de um trecho de linha como o ilustrado na figura 3.7, é possível determinar sua matriz de transmitância equivalente $\mathbf{T}_L$. A derivação desta solução, para uma determinada frequência ω será exibida em detalhes na seção 2.2.

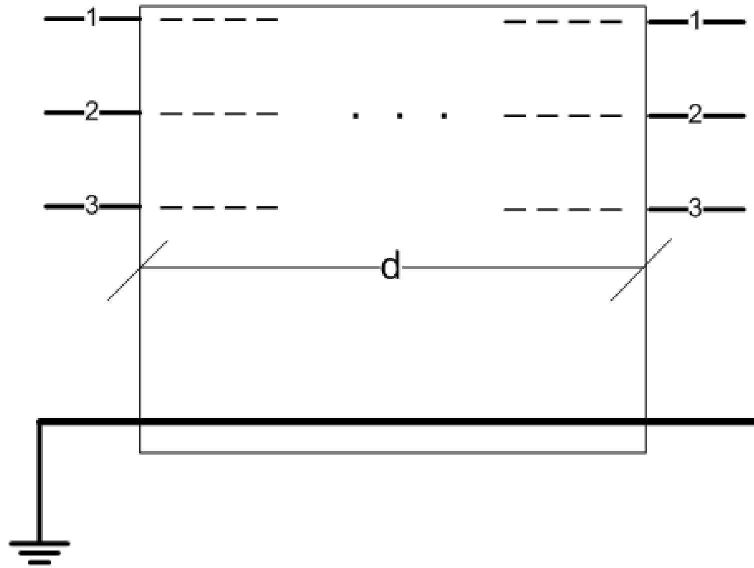


Figura 3.7: Representação de uma trecho de linha de três condutores.

Para um trecho de linha vale a relação 3.19.

$$\vec{F}^a = [\mathbf{T}_L]\,\vec{F}^d \tag{3.19}$$

Para encontrar $\mathbf{T}_L^{-1}$ pode-se usar o fato de que os valores das impedâncias por metro são os mesmos para qualquer sentido da corrente, pode-se escrever 3.20. O desenvolvimento

leva a determinação de $\mathbf{T}_L^{-1}$ em função $\mathbf{T}_L$, bastando inverter os sinais dos termos nos primeiro e terceiro quadrantes da matriz $\mathbf{T}_L$ como ilustrado em 3.21 e 3.22.

$$\begin{bmatrix} -\vec{I}^d \\ \vec{V}^d \end{bmatrix} = [\mathbf{T}_L] \begin{bmatrix} -\vec{I}^a \\ \vec{V}^a \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

$$\mathbf{T}_L = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

$$\mathbf{T}_L^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & -\mathbf{B} \\ -\mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \tag{3.22}$$

3.3.3 Receptor

A motivação inicial para o trabalho foi estimar a resposta em freqüência entre um transmissor e um receptor na rede de distribuição em média tensão. Buscava-se realizar estimativas que orientassem o desenho de transceptores PLC nesta rede. O desejado era que estes não exigissem a interrupção do serviço de fornecimento de energia durante a instalação, por esta razão, optou-se por um acoplamento magnético. No acoplamento usado, um núcleo de ferrite abraçaria o condutor de uma fase, como ilustrado na figura 3.8.

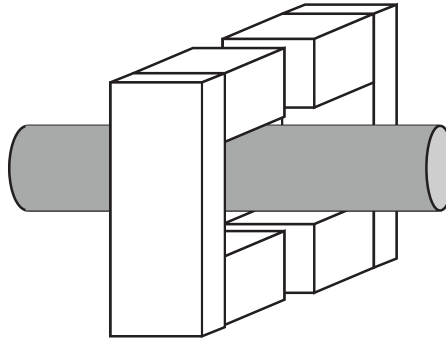


Figura 3.8: O acoplamento magnético desenvolvido está em série com apenas uma fase.

Como o trabalho original buscava estimar a capacidade de transceptores acoplados a uma única fase, os modelos para os transceptores aqui descritos terão esta característica. Nada impede que a metodologia do modelo seja facilmente adaptada para uso em outros tipos de acoplamento.

Pode-se considerar que o receptor é um elemento que se enquadra na notação matricial da forma descrita no início da seção 3.3. O receptor para efeitos dos sinais incidentes será representado simplesmente por uma impedância série Z_{rx} como ilustrada na figura 3.9.

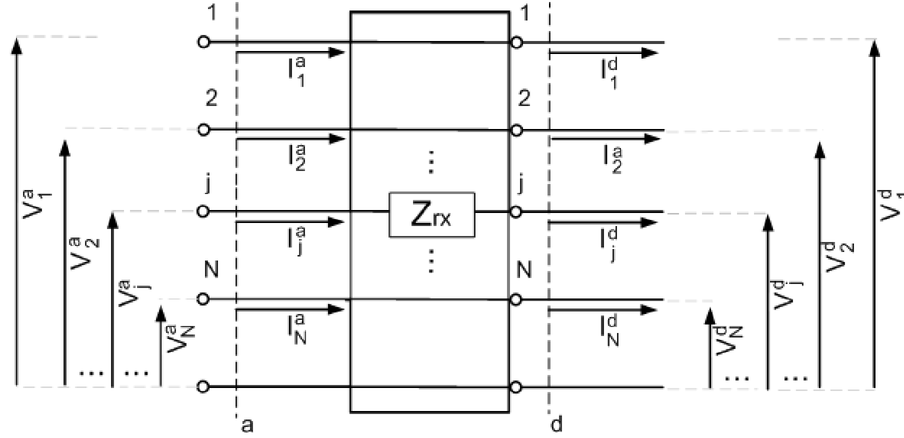


Figura 3.9: O receptor descrito como um elemento passivo em série na fase j.

O conjunto de equações que rege a relação entre os fasores dos dois lados do receptor na fase j é 3.23.

$$\vec{I}^a = \vec{I}^d$$
$$\vec{V}^a = \vec{V}^d + \begin{bmatrix} 0_{(j-1)\times 1} \\ Z_{rx} I_j \\ 0_{(N-j)\times 1} \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

Na forma matricial, podemos descrever uma matriz de transmitância $\mathbf{T}_{rx}$ associada a impedância Z_{rx}, a partir do conjunto de equações 3.23, no caso do receptor estar na fase j . Neste caso a submatrizes **A** e **D** de $\mathbf{T}_{rx}$ serão identidades, a submatriz **B** será nula e submatriz **C** terá um termo igual a Z_{rx} em sua linha j e coluna j. Como exemplo, para um sistema com $N = 2$ e receptor série na fase $j = 1$, $\mathbf{T}_{rx}$ é como da forma descrita em 3.24.

$$\mathbf{T}_{rx} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ Z_{rx} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.24}$$

Para encontrar as inversas, $\mathbf{T}_{rx}^{-1}$, das matrizes $\mathbf{T}_{rx}$ é imediato que basta inverter o sinal dos elementos em que aparece Z_{rx}, como demonstrado em 3.25.

$$\mathbf{T}_{rx}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -Z_{rx} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.25}$$

3.3.4 Transmissor

A representação do transmissor é a única que não se enquadra exatamente no descrito na seção 3.3. Para o transmissor, será considerado que o sentido adotado como positivo para as correntes, será o de afastamento para distante deste. Observar a figura 3.10. Apesar disso, para qualquer topologia de ligação do transmissor é possível descrever uma relação matricial entre fasores de um lado e do outro.

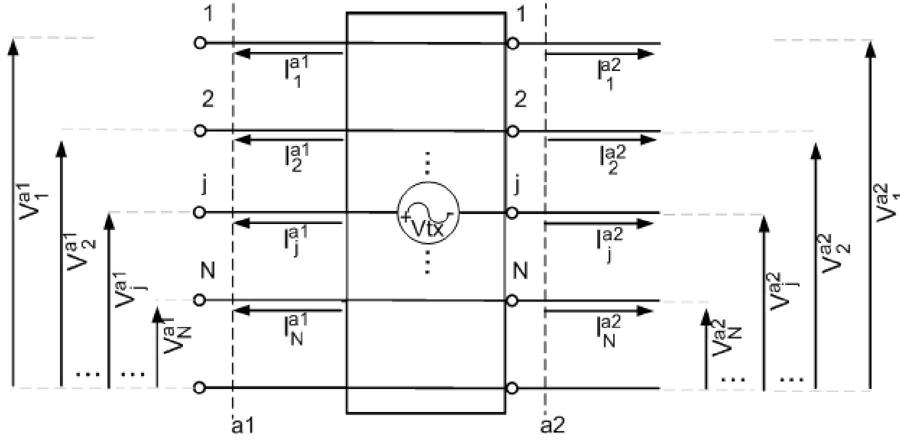


Figura 3.10: Representação do transmissor como uma fonte de tensão na fase j.

No caso de um transmissor em série com apenas uma das fases, de número j, como o ilustrado em 3.10 a relação entre os fasores é dada pela equação matricial 3.26, onde $\mathbf{I}_d$ é uma matriz identidade.

$$\left[\vec{F}^{a1}\right] = \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{dN\times N} & 0_{N\times N} \\ 0_{N\times N} & \mathbf{I}_{dN\times N} \end{bmatrix} \vec{F}^{a2} + \begin{bmatrix} 0_{(N+j-1)\times 1} \\ V_{tx} \\ 0_{(2N-j)\times 1} \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

3.4 Operações necessárias

3.4.1 Impedâncias e trechos de linha encadeados

A proposta da metodologia é realizar o cálculo de todas as grandezas elétricas em uma rede polifásica ramificada. Uma das operações fundamentais no emprego desta metodologia é o agrupamento de diversas entidades que estiverem encadeadas. Cada entidade é representada em termos de suas matrizes de transmitância, é possível e desejado resumir todas as matrizes envolvidas em um trecho não ramificado em uma só matriz para todo o trecho.

Defini-se como um trecho não ramificado, um grupo de entidades elétricas em seqüência que começa a partir de um ramo raíz e termina quando seu ramo por sua vez se ramifica-

se. Como exemplo de um trecho não ramificado, na figura 3.11 observa-se a seqüência de entidades elétricas que começa na fronteira identificada como 0 e vai até a fronteira identificada como 7.O sentido convencional positivo das correntes na figura é o indicado pela seta.

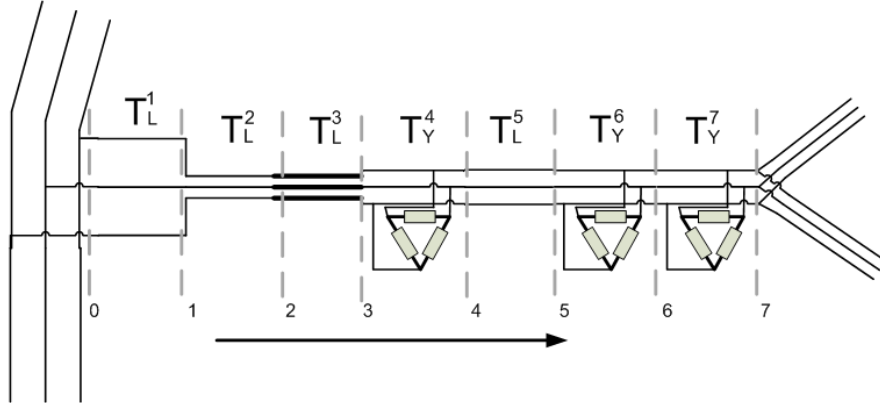


Figura 3.11: Trecho não ramificado entre a fronteira 0 e a fronteira 7.

O procedimento para agrupamento destas entidades é bastante simples. Para relacionar o vetor de fasores na fronteira 0 e o vetor de fasores na fronteira 1 pode-se escrever a equação matricial 3.27 , similarmente, para a mesma relação entre as fronteiras 1 e 2 é escrita a equação 3.28.

$$\vec{F}^0 = \mathbf{T}_L^1 \vec{F}^1 \tag{3.27}$$

$$\vec{F}^1 = \mathbf{T}_L^2 \vec{F}^2 \tag{3.28}$$

Por simples substituição de 3.28 em 3.27 pode-se chegar a uma relação entre as fronteiras 0 e 2 que é dada por 3.29

$$\vec{F}^0 = \mathbf{T}_L^1 \mathbf{T}_L^2 \vec{F}^2 \tag{3.29}$$

Aplicando-se o mesmo procedimento pode-se chegar ao valor do vetor de fasores em qualquer das fronteiras do trecho não ramificado a partir do vetor em uma fronteira posterior. Uma relação entre o vetor de fasores na fronteira 7 da figura 3.11 e o vetor de fasores na fronteira 0 é dada pela equação 3.30 .

$$\vec{F}^0 = \mathbf{T}_L^1 \mathbf{T}_L^2 \mathbf{T}_L^3 \mathbf{T}_Y^4 \mathbf{T}_L^5 \mathbf{T}_Y^6 \mathbf{T}_Y^7 \vec{F}^7 \tag{3.30}$$

Mostrou-se como é possível resumir a influência de todos os elementos de um trecho não ramificado. A relação entre o vetor de fasores no início e no final deste será dada por uma matriz de transmitância do tipo $\mathbf{T}_T$. Para o trecho não ramificado da figura 3.11 podem ser escritas as equações 3.31, 3.32, 3.33 e 3.34.

$$\vec{F}^0 = \mathbf{T}_T \vec{F}^7 \tag{3.31}$$

$$\mathbf{T}_T = \mathbf{T}_L^1 \mathbf{T}_L^2 \mathbf{T}_L^3 \mathbf{T}_Y^4 \mathbf{T}_L^5 \mathbf{T}_Y^6 \mathbf{T}_Y^7 \tag{3.32}$$

$$\vec{F}^7 = \mathbf{T}_T^{-1} \vec{F}^0 \tag{3.33}$$

$$\mathbf{T}_T^{-1} = \left[\mathbf{T}_Y^7\right]^{-1} \left[\mathbf{T}_Y^6\right]^{-1} \left[\mathbf{T}_L^5\right]^{-1} \left[\mathbf{T}_Y^4\right]^{-1} \left[\mathbf{T}_L^3\right]^{-1} \left[\mathbf{T}_L^2\right]^{-1} \left[\mathbf{T}_L^1\right]^{-1} \tag{3.34}$$

3.4.2 Incorporação de uma derivação e impedância equivalente

Com terminação em aberto

Para determinação de uma impedância equivalente na entrada de um trecho não ramificado, será examinado um método simples. Primeiramente serão analisados, trechos terminados em aberto, como o ilustrado da figura 3.12.

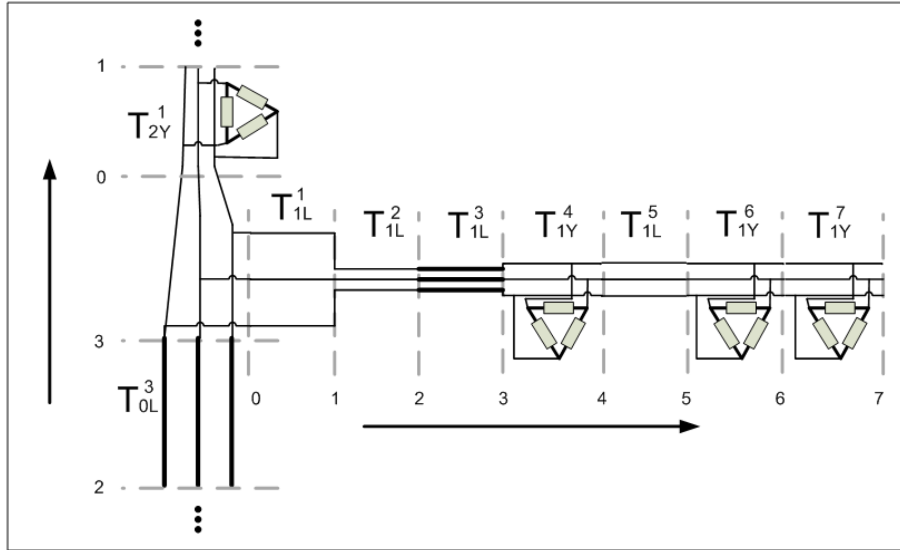


Figura 3.12: Trecho não ramificado terminado em aberto.

Como foi exposto, pode ser usada uma representação como a dada por 3.32 para descrever a matriz $\mathbf{T}_T$ que resume matematicamente o efeito do trecho não ramificado. Quando o trecho termina em aberto; sabe-se que as correntes na fronteira da terminação são nulas. Equações similares a 3.35 e 3.36, podem ser escritas. Na equação 3.35, o número 1 a direita do subscrito de $\mathbf{T}_{T1}$ informa a numeração do ramo da derivação que originou a matriz.

$$\vec{I}^7 = \vec{0}_{N\times 1} \tag{3.35}$$

$$\begin{bmatrix} \vec{I}^0 \\ \vec{V}^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{0}_{N\times 1} \\ \vec{V}^7 \end{bmatrix} \tag{3.36}$$

Como as correntes, na última das fronteiras, são nulas; é possível simplicar a equação 3.36. De 3.36 pode-se derivar uma relação entre as correntes na entrada e as tensões na saída, dada por 3.37 e entre as tensões na entrada e na saída, dada por 3.38.

$$\vec{I}^0 = \left[\ \mathbf{B} \ \right] \vec{V}^7 \tag{3.37}$$

$$\vec{V}^0 = \left[\ \mathbf{D} \ \right] \vec{V}^7 \tag{3.38}$$

Com as relações encontradas é possível associar diretamente as correntes e tensões na entrada, basta substituir 3.39 em 3.37 para encontrar 3.40.

$$\vec{V}^7 = \left[\ \mathbf{D} \ \right]^{-1} \vec{V}^0 \tag{3.39}$$

$$\vec{I}^0 = \left[\ \mathbf{B} \ \right] \left[\ \mathbf{D} \ \right]^{-1} \vec{V}^0 \tag{3.40}$$

A relação dada por 3.40 quando comparada com a relação dada por 3.11 mostra que uma matriz admitância equivalente na entrada do trecho que termina em aberto foi determinada. A equação 3.41 mostra como se forma a matriz admitância, na entrada de um trecho x, a partir da matriz de transmitância total para este trecho.

$$\mathbf{Y}_x = \left[\ \mathbf{B} \ \right] \left[\ \mathbf{D} \ \right]^{-1} \tag{3.41}$$

Com raciocínio similar ao que foi usado nas cargas trifásicas, é possível incluir o efeito que o trecho x presente realiza no trecho raiz y exatamente como se fosse uma carga em paralelo pendurada no trecho y. É possível transformar a matriz de transmitância original de um trecho x, $\mathbf{T}_{Tx}$, em seu equivalente, $\mathbf{T}_{yTx}$, que representa a influência do trecho x no trecho y, segundo a equação 3.42.

$$\mathbf{T}_{yTx} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{dN\times N} & \left[\ \mathbf{B}_x \ \right] \left[\ \mathbf{D}_x \ \right]^{-1} \\ 0_{N\times N} & \mathbf{I}_{dN\times N} \end{bmatrix} \tag{3.42}$$

A matriz de transmitância resultante, pode ser incluída na seqüência de matrizes de transmitância do ramo raiz.

Incorporação de um trecho ramificado

No caso da incorporação um trecho de número y que possui terminação em ramificação, a exemplo do trecho 0 da figura 3.42, em um trecho raiz z, as ramificações do trecho y devem ser consideradas.

O cálculo da matriz de transmitância $\mathbf{T}_{zTy}$ para incorporação de y em z e o cálculo da matriz admitância equivalente $\mathbf{Y}_y$ na entrada do trecho y, similares à 3.42 e 3.41; devem ser feitos com base numa matriz intermediária $\mathbf{T}_{ITy}$ que absorve as ramificações de y e não com base em $\mathbf{T}_{Ty}$.

Se o trecho y possui duas ramificações que são os trechos x e w, vale a equação 3.43.

$$\mathbf{T}_{ITy} = \mathbf{T}_{Ty}\mathbf{T}_{yTw}\mathbf{T}_{yTx} \tag{3.43}$$

Ilustrativamente,a matriz intermediária do ramo 0 da figura **??** poderia ser dada pela equação 3.44

$$\mathbf{T}_{IT0} = \mathbf{T}_{T0}\mathbf{T}_{0T1}\mathbf{T}_{0T2} \tag{3.44}$$

Então, neste caso ilustrativo, $\mathbf{T}_{IT0}$ será usada como matriz de transmitancia total no cálculo da matriz de admitância $\mathbf{Y}_0$ na entrada do trecho 0.

3.4.3 Ramificações em paralelo.

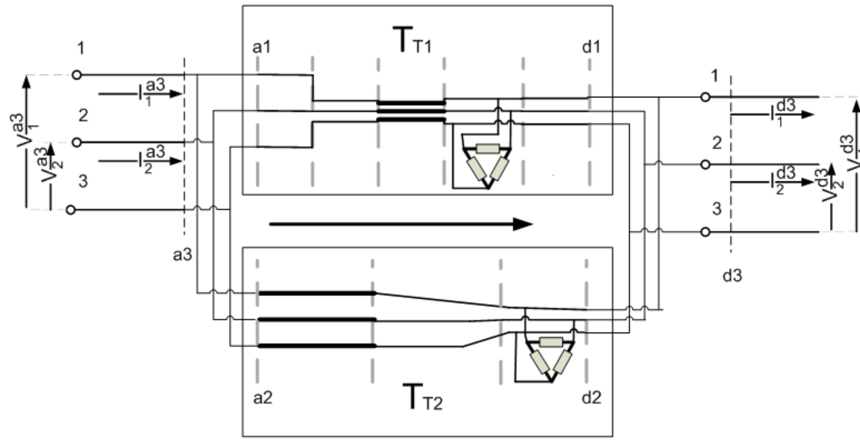


Figura 3.13: Duas ramificações que correm paralelamente e posteriormente se reencontram.

Pode-se afirmar que ramo superior na figura 3.13 tem matriz de transmitância dada por 3.45 e a relação entre os fasores, antes e depois deste ramo é dada por 3.46.

$$\mathbf{T}_{T1} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_1 \end{bmatrix} \tag{3.45}$$

$$\begin{bmatrix} \vec{I}^{a1} \\ \vec{V}^{a1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}^{d1} \\ \vec{V}^{d1} \end{bmatrix} \tag{3.46}$$

O ramo inferior na figura 3.13 tem matriz de transmitância dada por 3.47. A relação entre seus fasores é dada por 3.48.

$$\mathbf{T}_{T2} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_2 & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{D}_2 \end{bmatrix} \tag{3.47}$$

$$\begin{bmatrix} \vec{I}^{a2} \\ \vec{V}^{a2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_2 & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{D}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}^{d2} \\ \vec{V}^{d2} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

As matrizes de 3.47 e 3.45 podem ser combinadas de forma a produzir uma matriz de transmitância 3.49 que resume o efeito das duas ramificações em paralelo contabilizando o efeito total, demonstrado em 3.50.

$$\mathbf{T}_{T3} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_3 & \mathbf{B}_3 \\ \mathbf{C}_3 & \mathbf{D}_3 \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

$$\begin{bmatrix} \vec{I}^{a3} \\ \vec{V}^{a3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_3 & \mathbf{B}_3 \\ \mathbf{C}_3 & \mathbf{D}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}^{d3} \\ \vec{V}^{d3} \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

Aplicando a lei dos nós para o ponto de ramificação ilustrado a esquerda da figura 3.13 temos as equações 3.51 e 3.52.

$$\vec{I}^{a3} = \vec{I}^{a1} + \vec{I}^{a2} \quad (3.51)$$

$$\vec{V}^{a3} = \vec{V}^{a1} = \vec{V}^{a2} \quad (3.52)$$

Aplicando a mesma lei dos nós para o ponto de reencontro ilustrado a direita da figura 3.13 temos as equações 3.53 e 3.54.

$$\vec{I}^{d3} = \vec{I}^{d1} + \vec{I}^{d2} \quad (3.53)$$

$$\vec{V}^{d3} = \vec{V}^{d1} = \vec{V}^{d2} \quad (3.54)$$

Usando as equações 3.54, 3.52, 3.48 e 3.46 pode-se chegar a uma descrição das tensões de entrada com relação as correntes que partem para cada ramificação 3.55, 3.56. Usando 3.53, as tensões a esquerda da ramificação podem ser descritas em função em função das correntes e tensões após o re-encontro por 3.57 e 3.58. Será considerado em todo o texto desta seção que $\mathbf{C}_1$, $\mathbf{C}_2$ e $\left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]$ sejam inversíveis a não ser quando explicitado o contrário.

$$\vec{V}^{a3} = \mathbf{C}_1\vec{I}^{d1} + \mathbf{D}_1\vec{V}^{d3} \quad (3.55)$$

$$\vec{V}^{a3} = \mathbf{C}_2\vec{I}^{d2} + \mathbf{D}_2\vec{V}^{d3} \tag{3.56}$$

$$\left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]\vec{V}^{a3} = \vec{I}^{d3} + \left[\mathbf{C}_1^{-1}\mathbf{D}_1 + \mathbf{C}_2^{-1}\mathbf{D}_2\right]\vec{V}^{d3} \tag{3.57}$$

$$\vec{V}^{a3} = \left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\vec{I}^{d3} + \left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\left[\mathbf{C}_1^{-1}\mathbf{D}_1 + \mathbf{C}_2^{-1}\mathbf{D}_2\right]\vec{V}^{d3} \tag{3.58}$$

Para encontrar $\vec{I}^{d1}$ em função de $\vec{I}^{d3}$ e $\vec{V}^{d3}$ usa-se 3.58 e 3.55, chegando-se à 3.59 e 3.60.

$$\mathbf{C}_1\vec{I}^{d1} + \mathbf{D}_1\vec{V}^{d3} = \left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\vec{I}^{d3} + \left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\left[\mathbf{C}_1^{-1}\mathbf{D}_1 + \mathbf{C}_2^{-1}\mathbf{D}_2\right]\vec{V}^{d3} \tag{3.59}$$

$$\vec{I}^{d1} = \mathbf{C}_1^{-1}\left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\vec{I}^{d3} + \left[\mathbf{C}_1^{-1}\left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\left[\mathbf{C}_1^{-1}\mathbf{D}_1 + \mathbf{C}_2^{-1}\mathbf{D}_2\right] - \mathbf{C}_1^{-1}\mathbf{D}_1\right]\vec{V}^{d3} \tag{3.60}$$

Similarmente, para encontrar $\vec{I}^{d2}$ em função de $\vec{I}^{d3}$ e $\vec{V}^{d3}$ usa-se 3.56 e 3.58 chegando-se à 3.61.

$$\vec{I}^{d2} = \mathbf{C}_2^{-1}\left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\vec{I}^{d3} + \left[\mathbf{C}_2^{-1}\left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\left[\mathbf{C}_1^{-1}\mathbf{D}_1 + \mathbf{C}_2^{-1}\mathbf{D}_2\right] - \mathbf{C}_2^{-1}\mathbf{D}_2\right]\vec{V}^{d3} \tag{3.61}$$

Usando as equações 3.51, 3.54, 3.46, 3.48 pode-se chegar a uma descrição da corrente antes da ramificação em função as correntes e das tensões depois de cada ramo, 3.62.

$$\vec{I}^{a3} = \mathbf{A}_1\vec{I}^{d1} + \mathbf{A}_2\vec{I}^{d2} + \left[\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2\right]\vec{V}^{d3} \tag{3.62}$$

Substituindo 3.61 e 3.60 em 3.62 chega-se a uma relação entre as correntes a esquerda da ramificação e as correntes e tensões depois da ramificação, dada por 3.63.

$$\vec{I}^{a3} = \left[\mathbf{A}_1\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{A}_2\mathbf{C}_2^{-1}\right]\left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\vec{I}^{d3} + \Big\{\left[\mathbf{A}_1\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{A}_2\mathbf{C}_2^{-1}\right]\left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1} \times \dots$$
$$\dots \times \left[\mathbf{C}_1^{-1}\mathbf{D}_1 + \mathbf{C}_2^{-1}\mathbf{D}_2\right] - \mathbf{A}_1\mathbf{C}_1^{-1}\mathbf{D}_1 - \mathbf{A}_2\mathbf{C}_2^{-1}\mathbf{D}_2 + \mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2\Big\}\vec{V}^{d3} \tag{3.63}$$

As equações 3.63 e 3.58 definem $\mathbf{A}_3$ $\mathbf{B}_3$ $\mathbf{C}_3$ $\mathbf{D}_3$, e conseqüentemente $\mathbf{T}_{T3}$, da forma descrita em 3.64, 3.65, 3.66, 3.67.

$$\mathbf{A}_3 = \left[\mathbf{A}_1\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{A}_2\mathbf{C}_2^{-1}\right]\left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1} \tag{3.64}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{B}_3 = \{ & \left[\mathbf{A}_1\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{A}_2\mathbf{C}_2^{-1}\right]\left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\left[\mathbf{C}_1^{-1}\mathbf{D}_1 + \mathbf{C}_2^{-1}\mathbf{D}_2\right]\ldots \\ & \cdots - \mathbf{A}_1\mathbf{C}_1^{-1}\mathbf{D}_1 - \mathbf{A}_2\mathbf{C}_2^{-1}\mathbf{D}_2 + \mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2\}\end{aligned} \tag{3.65}$$

$$\mathbf{C}_3 = \left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1} \tag{3.66}$$

$$\mathbf{D}_3 = \left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\left[\mathbf{C}_1^{-1}\mathbf{D}_1 + \mathbf{C}_2^{-1}\mathbf{D}_2\right] \tag{3.67}$$

Caso $\mathbf{A}_1$ e $\mathbf{A}_2$ sejam matrizes identidade, as equações 3.63 e 3.58 podem ser simplificadas para 3.68 e 3.69.

$$\vec{I}^{a3} = \vec{I}^{d3} + \left[\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2\right]\vec{V}^{d3} \tag{3.68}$$

$$\vec{V}^{a3} = \left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\vec{I}^{d3} + \left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\left[\mathbf{C}_1^{-1}\mathbf{D}_1 + \mathbf{C}_2^{-1}\mathbf{D}_2\right]\vec{V}^{d3} \tag{3.69}$$

Caso $\mathbf{D}_1$ e $\mathbf{D}_2$ sejam matrizes identidade, as equações 3.63 e 3.58 podem ser simplificadas para 3.70 e 3.71.

$$\vec{I}^{a3} = \left[\mathbf{A}_1\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{A}_2\mathbf{C}_2^{-1}\right]\left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\vec{I}^{d3} + \left[\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2\right]\vec{V}^{d3} \tag{3.70}$$

$$\vec{V}^{a3} = \left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\vec{I}^{d3} + \vec{V}^{d3} \tag{3.71}$$

Caso $\mathbf{A}_1$ e $\mathbf{A}_2$, $\mathbf{D}_1$ e $\mathbf{D}_2$ sejam matrizes identidade, as equações 3.63 e 3.58 podem ser simplificadas para 3.72 e 3.73.

$$\vec{I}^{a3} = \vec{I}^{d3} + \left[\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2\right]\vec{V}^{d3} \tag{3.72}$$

$$\vec{V}^{a3} = \left[\mathbf{C}_1^{-1} + \mathbf{C}_2^{-1}\right]^{-1}\vec{I}^{d3} + \vec{V}^{d3} \tag{3.73}$$

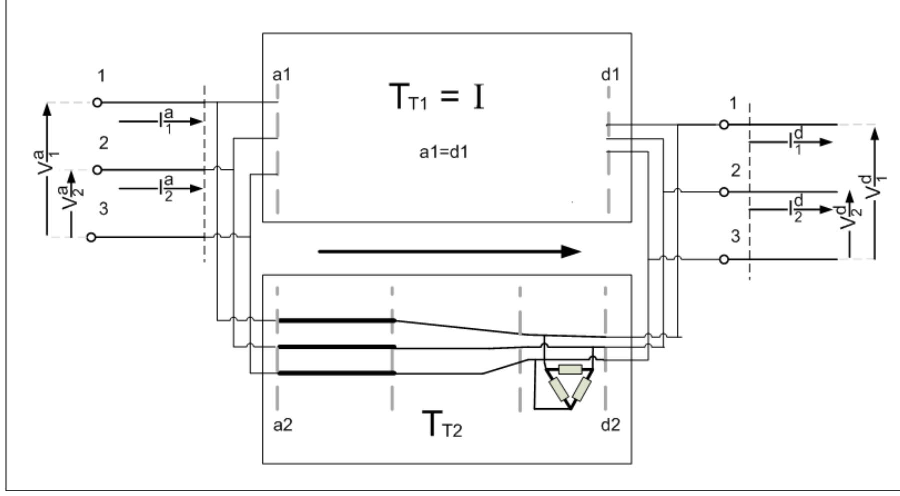


Figura 3.14: Análise de uma ramificação que retorna ao ponto original

Caso $\mathbf{A}_1$ e $\mathbf{A}_2$, $\mathbf{D}_1$ e $\mathbf{D}_2$ sejam matrizes identidade e se qualquer uma, entre $\mathbf{C}_1$ e $\mathbf{C}_2$ for uma matriz nula, as equações 3.63 e 3.58 podem ser simplificadas para 3.74 e 3.75.

$$\vec{I}^{a3} = \vec{I}^{d3} + [\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2]\, \vec{V}^{d3} \tag{3.74}$$

$$\vec{V}^{a3} = \vec{V}^{d3} \tag{3.75}$$

Ramificação que retorna ao mesmo ponto

É possível avaliar o caso da figura 3.14, como se o ramo superior fosse um trecho de linha muitíssimo curto. Esta situação é equivalente a situação anterior só que com $\mathbf{T}_{T1} = \mathbf{I}_d$, o problema é que neste caso, $\mathbf{C}_1 = 0$ matriz nula não inversível. Mesmo assim, o sistema formado por 3.46, 3.48, 3.51, 3.52, 3.53 e 3.54 pode ser resolvido. A matriz de transmitância totalizadora que se forma pode ser dada pelas equações 3.76, 3.77, 3.78, 3.79.

$$\mathbf{A}_3 = \mathbf{I}_d \tag{3.76}$$

$$\mathbf{B}_3 = \mathbf{B}_2 - \mathbf{A}_2\mathbf{C}_2^{-1}\mathbf{D}_2 \tag{3.77}$$

$$\mathbf{C}_3 = 0 \tag{3.78}$$

$$\mathbf{D}_3 = \mathbf{I}_d \tag{3.79}$$

3.5 Solução do alimentador

O ponto chave para a aplicação do método explanado é a representação de qualquer entidade presente, à exceção do transmissor, como matriz de transmitância; como demonstrado na seção 3.3. Se os vetores de fasores, aos dois lados do transmissor, forem conhecidos; a distribuição da potência, tensão e corrente no alimentador poderá ser facilmente calculada para o transmissor em análise, aplicando-se sucessivamente as matrizes de transmitância.

3.5.1 Procedimento para simplificação do alimentador

O problema é que os fasores no transmissor não são conhecidos a princípio. Primeiro, é necessário encontrar as impedâncias equivalentes em cada um dos lados do transmissor, reduzindo todo o alimentador à estas.

Representação simplificada do alimentador

A primeira tarefa necessária para esta redução, é a identificação dos trechos não ramificados. Na figura 3.15, exemplo de um alimentador simples, constam exatamente oito trechos não ramificados separados por barras contínuas. Os limites para eles, são de dois tipos, ou terminações, ou ramificações. Cada um deles se compõe de um encadeamento de trechos de linha e impedâncias, que são as consideradas entidades elétricas. Na figura 3.15 as entidades elétricas estão separadas por uma linha tracejada. Para simplificar o alimentador, as matrizes de transmitância originais das entidades serão agrupadas em uma só matriz para cada um dos trechos não ramificados, da forma exposta em 3.80.

$$\begin{aligned}
\mathbf{T}_{T1} &= \mathbf{T}_{1L}^{1}\mathbf{T}_{1Y}^{2}\mathbf{T}_{1L}^{3}\mathbf{T}_{1Y}^{4} \\
\mathbf{T}_{T2} &= \mathbf{T}_{2L}^{1} \\
\mathbf{T}_{T3} &= \mathbf{T}_{3L}^{1} \\
\mathbf{T}_{T4} &= \mathbf{T}_{4L}^{1}\mathbf{T}_{4Y}^{2} \\
\mathbf{T}_{T5} &= \mathbf{T}_{5L}^{1}\mathbf{T}_{5Y}^{2}\mathbf{T}_{5L}^{3}\mathbf{T}_{5Y}^{4} \\
\mathbf{T}_{T6} &= \mathbf{T}_{6L}^{1}\mathbf{T}_{6L}^{2} \\
\mathbf{T}_{T7} &= \mathbf{T}_{7L}^{1}\mathbf{T}_{7Y}^{2} \\
\mathbf{T}_{T8} &= \mathbf{T}_{8L}^{1}\mathbf{T}_{8Y}^{2}\mathbf{T}_{8L}^{3}\mathbf{T}_{8R}^{4}\mathbf{T}_{8L}^{5}\mathbf{T}_{8Y}^{6}
\end{aligned} \tag{3.80}$$

Em 3.80 exibe-se o calculo das matrizes de transmitância para os trechos não ramificados da figura 3.15. As inversas para estas matrizes de cada trecho não ramificado devem também ser calculadas. Deve-se notar que o processo de inversão pode ser feito a partir da inversão de cada elemento elétrico separadamente como é feito em 3.34. Cada elemento pode ser invertido de maneira simples, como o ilustrado em 3.18, 3.25 e 3.22.

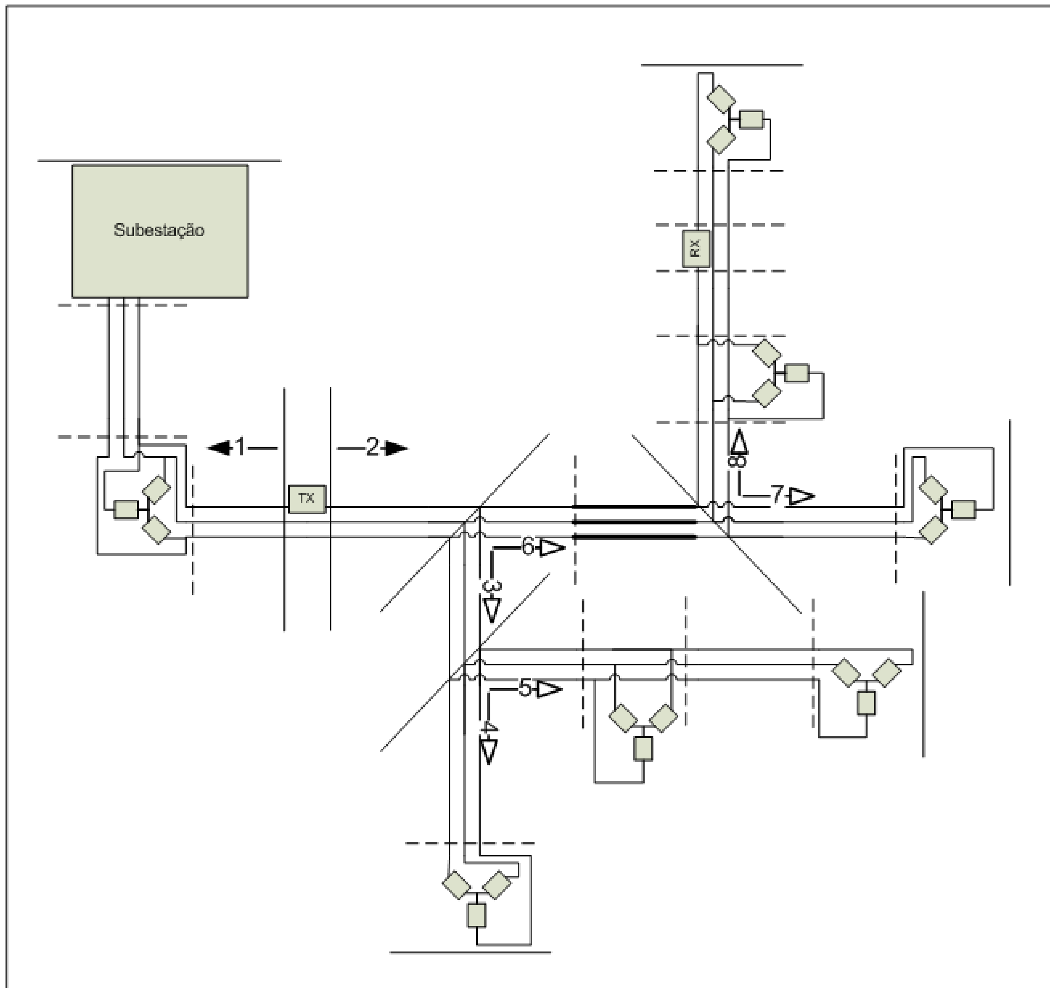


Figura 3.15: Representação de um alimentador exemplo para aplicação do método.

Varredura a partir do transmissor

Foram demonstrados procedimentos para refletir a a influência elétrica de um ramo derivação no ramo raiz deste, esta influência é calculada a partir da impedância equivalente na entrada do ramo derivação. O cálculo possibilita a inclusão de uma matriz de transmitância que representa a derivação, na seqüência de matrizes de transmitância do ramo raiz como demonstrado na seção 3.4.2.

No método de varredura simples aqui demonstrado, considera-se que a topologia do alimentador apresenta disposição em árvore como o ilustrado nas figuras 3.3 e 3.15 e considera-se que o transmissor pode ser posicionado em qualquer ponto da rede polifásica ramificada. O transmissor, na topologia em análise, secciona a árvore original em duas outras árvores, que tem origem nele, como demonstrado na figura 3.3. O primeiro passo para resolver o alimentador é encontrar a impedância equivalente de entrada de cada uma destas duas árvores que se formam.

A impedância de entrada de qualquer ramo raiz, depende da impedância de entrada

dos ramos derivação. Pode ser iniciada uma busca a partir do transmissor para obter em cadeia, as impedâncias de entrada de todos os ramos envolvidos.

Para encontrar a matriz admitância na entrada de cada ramo em todo o alimentador é aplicado o mesmo algorítmo recursivo muito simples que opera ramo à ramo. Seus passos são listados a seguir:

- a) Encontra a matriz de transmitância para o trecho. Usa o procedimento dado em 3.4.1.
- b) Encontra as matrizes de incorporação das ramificações caso existam. Usa o procedimento dado em 3.4.2. (Para isto o algorítmo pode chamar cópias de si mesmo)
- c) Encontra a matriz intermediária para o trecho.
- d) Calcula a matriz de incorporação e a matriz de admitância equivalente na entrada. Registra e retorna os resultados.

Este algorítmo simples é chamado para as duas árvores que se originam, de um lado e do outro do transmissor. Quando aplicado no alimentador ilustrado em 3.15 produz os seguintes resultados:

Lado esquerdo:

- a $\mathbf{T}_{T1}$;
- c $\mathbf{T}_{IT1} = \mathbf{T}_{T1}$;
- d $\mathbf{Y}_{a1} = \mathbf{Y}_1$;

Lado direito:

- a $\mathbf{T}_{T2}$
- b Para encontrar $\mathbf{T}_{2T3}$ chama recursão de hierarquia 2
  - a $\mathbf{T}_{T3}$
  - b Para encontrar $\mathbf{T}_{3T4}$ chama recursão de hierarquia 3
    - * a $\mathbf{T}_{T4}$
    - * c $\mathbf{T}_{IT4} = \mathbf{T}_{T4}$
    - * d Calcula $\mathbf{Y}_4$ e $\mathbf{T}_{3T4}$ e retorna para hierarquia 2
  - b Para encontrar $\mathbf{T}_{3T5}$ chama recursão de hierarquia 3
    - * a $\mathbf{T}_{T5}$
    - * c $\mathbf{T}_{IT5} = \mathbf{T}_{T5}$
    - * d Calcula $\mathbf{Y}_5$ e $\mathbf{T}_{3T5}$ e retorna para hierarquia 2

  - c $\mathbf{T}_{IT3} = \mathbf{T}_{T3}\mathbf{T}_{3T5}\mathbf{T}_{3T4}$
  - d Calcula $\mathbf{Y}_3$ e $\mathbf{T}_{2T3}$ e retorna para hierarquia 1

- b Para encontrar $\mathbf{T}_{2T6}$ chama recursão de hierarquia 2
  - a $\mathbf{T}_{T6}$
  - b Para encontrar $\mathbf{T}_{6T7}$ chama recursão de hierarquia 3
    - a $\mathbf{T}_{T7}$
    - c $\mathbf{T}_{IT7} = \mathbf{T}_{T7}$
    - d Calcula $\mathbf{Y}_7$ e $\mathbf{T}_{6T7}$ e retorna para hierarquia 2
  - b Para encontrar $\mathbf{T}_{6T8}$ chama recursão de hierarquia 3
    - a $\mathbf{T}_{T8}$
    - c $\mathbf{T}_{IT8} = \mathbf{T}_{T8}$
    - d Calcula $\mathbf{Y}_8$ e $\mathbf{T}_{6T8}$ e retorna para hierarquia 2
  - c $\mathbf{T}_{IT6} = \mathbf{T}_{T6}\mathbf{T}_{6T8}\mathbf{T}_{6T7}$
  - d Calcula $\mathbf{Y}_6$ e $\mathbf{T}_{2T6}$ e retorna para hierarquia 1

- c $\mathbf{T}_{IT2} = \mathbf{T}_{T2}\mathbf{T}_{2T6}\mathbf{T}_{2T3}$

- d $\mathbf{Y}_{a2} = \mathbf{Y}_2$

Ao fim do processo, Todas as matrizes para incorporação das ramificações em seus trechos raízes são conhecidas, assim como a impedância de entrada equivalente de todas as ramificações.

3.5.2 Solução dos fasores no transmissor

Assumindo que aos dois lados do transmissor apresentam-se impedâncias equivalentes, neste ponto com suas matrizes de admitância conhecidas $\mathbf{Y}^{a1}$ e $\mathbf{Y}^{a2}$, pode-se determinar os $2N$ fasores a um lado do transmissor, presentes em $\vec{F}^{a1}$ e os outros $2N$ fasores no outro lado, presentes em $\vec{F}^{a2}$, antes desconhecidos e ilustrados na figura 3.10. Basta solucionar o sistema de equações formado pela relação fasorial no transmissor, 3.26, e pelas relações fasoriais 3.81 e 3.82, dadas pelas matrizes de admitância equivalentes aos dois lados do transmissor.

$$\vec{I}^{a1} = \mathbf{Y}_{a1}\vec{V}^{a1} \tag{3.81}$$

$$\vec{I}^{a2} = \mathbf{Y}_{a2}\vec{V}^{a2} \tag{3.82}$$

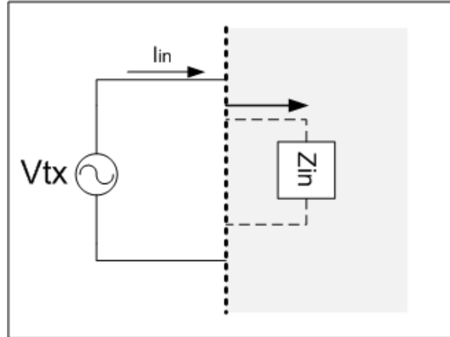


Figura 3.16: Impedância Z_{in} do alimentador do ponto de vista do transmissor.

3.5.3 Impedância do ponto de vista do transmissor

A partir dos fasores no transmissor, neste ponto conhecidos, pode-se calcular de imediato a impedância de entrada do alimentador, Z_{in} , do ponto de deste transmissor.

Para o caso do transmissor estar em série com a fase j, que é o caso da figura 3.3 a impedância equivalente e o fasor de corrente de entrada no alimentador, ilustrados na figura 3.16 podem ser calculados, de forma simples, pelas equações 3.83 e 3.84.

$$I_{in} = I_j^{a1} \tag{3.83}$$

$$Z_{in} = V_{tx}/I_{in} \tag{3.84}$$

O cálculo de Z_{in} é importante por que orienta o design do circuito de acoplamento do transceptor PLC e também o design dos estágios de saída dos amplificadores do transmissor.

A potência S_{tx}, que o transmissor injeta no alimentador na freqüência em análise, pode ser dada pela equação 3.85.

$$S_{tx} = V_{tx}I_{in}^{*} \tag{3.85}$$

Embora não tenha sido explicitado, todo o procedimento de cálculo é feito para cada uma das freqüências em análise. Uma matriz de transmitância possivelmente diferente é encontrada para cada entidade elétrica nas diferentes freqüências, assim os vetores de fasores $\vec{F}^{a1}$ e $\vec{F}^{a2}$ são também funções da frequência de cálculo. Uma curva para Z_{in} em função da freqüência ω é encontrada, repetindo o procedimento de cálculo para cada valor de ω.

3.5.4 Variáveis de interesse em qualquer ponto do alimentador

Encontrando o vetor de fasores, $\vec{F}^{i}$, na entrada de cada derivação

Neste ponto os vetores de fasores $\vec{F}^{a1}$ e $\vec{F}^{a2}$ aos dois lados do alimentador são conhecidos. Será adotada a seguinte nomenclatura, a ser aplicada ao alimentador exemplo

ilustrado na figura 3.15: Será denominado $\vec{F}^{ai}$ o vetor de fasores imediatamente após o início do trecho não ramificado i e será denominado $\vec{F}^{di}$ o vetor de fasores imediatamente antes do fim do trecho não ramificado i.

Conhecendo o valor de $\vec{F}^{ai}$ é possível conhecer o valor de $\vec{F}^{di}$ pela aplicação da equação 3.86.

$$\vec{F}^{di} = \mathbf{T}_{Ti}^{-1} \vec{F}^{ai} \tag{3.86}$$

Na situação exemplo, em que ocorre ramificação, como a ilustrada na figura 3.17, $\vec{F}^{a1}$ e $\vec{F}^{a2}$ devem ser determinados em função de $\vec{F}^{d0}$.

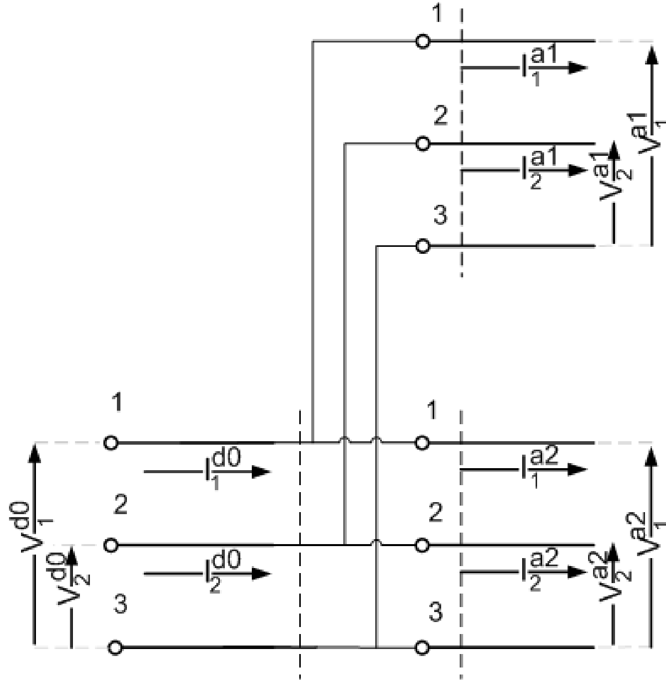


Figura 3.17: O trecho não ramificado 0 termina onde os trechos 1 e 2 começam.

Isto será feito com o auxilio de $\mathbf{Y}_1$ e $\mathbf{Y}_2$ que foram previamente calculadas. Para este nó vale a equação 3.87.

$$\vec{V}^{d0} = \vec{V}^{a1} = \vec{V}^{a2} \tag{3.87}$$

As correntes $\vec{I}^{a1}$ e $\vec{I}^{a2}$ podem ser calculadas pelas equações 3.88 e 3.89.

$$\vec{I}^{a1} = \mathbf{Y}_1 \vec{V}^{a1} \tag{3.88}$$

$$\vec{I}^{a2} = \mathbf{Y}_2 \vec{V}^{a2} \tag{3.89}$$

É possível checar, a cada ramificação, se a precisão numérica obtida foi suficiente verificando-se a igualdade dada por 3.90 se mantém.

$$\vec{I}^{d0} = \vec{I}^{a1} + \vec{I}^{a2} \tag{3.90}$$

Então 3.88, 3.89 e 3.87 determinam $\vec{F}^{a1}$ e $\vec{F}^{a2}$.

A potência na entrada de cada trecho i pode ser dada por

$$S^{ai} = \left[\vec{I}^{a1}\right]^{*} \vec{V}^{ai} \tag{3.91}$$

O procedimento demonstrado assenta as bases para um algorítmo muito simples, similar ao demonstrado na seção 3.5.1, só que trabalhando no sentido inverso. O algorítmo funcionará a partir dos passos seguintes:

- a) Recebe o vetor de fasores $\vec{F}^{ai}$ na entrada do trecho e calcula a potência de sinal S^{ai}
- b) Usa $\mathbf{T}_{Ti}^{-1}$ para encontrar $\vec{F}^{di}$ e S^{di}.
- c) Se há ramificações, usa as matrizes de admitância de entrada delas, para encontrar o vetor de fasores nestas, testa se as correntes foram calculadas com precisão suficiente e chama recursões de si mesmo para continuar o procedimento.
- d) Retorna os resultados.

Se o algorítmo descrito for aplicado ao alimentador exemplo ilustrado na figura 3.15 vai gerar os seguintes resultados:

Lado esquerdo:

- a- Recebe $\vec{F}^{a1}$ calcula S^{a1}
- b- Usa $\mathbf{T}_{T1}^{-1}$ e calcula $\vec{F}^{d1}$ e S^{d1}
- d- Retorna os resultados.

Lado direito:

- a- Recebe $\vec{F}^{a2}$ calcula S^{a2}
- b- Usa $\mathbf{T}_{T2}^{-1}$ e calcula $\vec{F}^{d2}$ e S^{d2}
- c- Usa $\mathbf{Y}_3$, calcula $\vec{F}^{a3}$ chama recursão de hierarquia 2
  - a- Recebe $\vec{F}^{a3}$ calcula S^{a3}
  - b- Usa $\mathbf{T}_{T3}^{-1}$ e calcula $\vec{F}^{d3}$ e S^{d3}
  - c- Usa $\mathbf{Y}_4$, calcula $\vec{F}^{a4}$ chama recursão de hierarquia 3
    - a- Recebe $\vec{F}^{a4}$ calcula S^{a4}

    * b- Usa $\mathbf{T}_{T4}^{-1}$ e calcula $\vec{F}^{d4}$ e S^{d4}
    * e- Retorna os resultados para hierarquia 2.
  - c- Usa $\mathbf{Y}_5$, calcula $\vec{F}^{a5}$ e chama recursão de hierarquia 3
    * a- Recebe $\vec{F}^{a4}$ calcula S^{a4}
    * b- Usa $\mathbf{T}_{T4}^{-1}$ e calcula $\vec{F}^{d4}$ e S^{d4}
    * e- Retorna os resultados para hierarquia 2.
  - d- Retorna os resultados para hierarquia 1.

- c- Usa $\mathbf{Y}_6$, calcula $\vec{F}^{a6}$ chama recursão de hierarquia 2
  - a- Recebe $\vec{F}^{a6}$ calcula S^{a6}
  - b- Usa $\mathbf{T}_{T6}^{-1}$ e calcula $\vec{F}^{d6}$ e S^{d6}
  - c- Usa $\mathbf{Y}_7$, calcula $\vec{F}^{a7}$ chama recursão de hierarquia 3
    * a- Recebe $\vec{F}^{a7}$ calcula S^{a7}
    * b- Usa $\mathbf{T}_{T7}^{-1}$ e calcula $\vec{F}^{d7}$ e S^{d7}
    * e- Retorna os resultados para hierarquia 2.
  - c- Usa $\mathbf{Y}_8$, calcula $\vec{F}^{a8}$ e chama recursão de hierarquia 3
    * a- Recebe $\vec{F}^{a8}$ calcula S^{a8}
    * b- Usa $\mathbf{T}_{T8}^{-1}$ e calcula $\vec{F}^{d8}$ e S^{d8}
    * e- Retorna os resultados para hierarquia 2.
  - d- Retorna os resultados para hierarquia 1.

- d- Retorna os resultados.

Este procedimento permite encontrar os fasores de corrente e tensão na entrada de cada derivação, conseqüentemente a potência também.

A metodologia foi idealizada para atender qualquer rede polifásica ramificada que apresente topologia em árvore. Esta é uma condição necessária para a aplicação do método, mas não representa um grande impacto no estudo de alimentadores de média tensão, pois nestes a condição é geralmente satisfeita.

Caso o alimentador não apresente topologia em árvore um algorítmo mais complexo deve ser utilizado, considerando o procedimento descrito na seção 3.4.3.

Encontrando o vetor de fasores, em todos os pontos

No momento em que cada vetor de fasores no início e no final de cada trecho não ramificado é conhecido, é possível encontrar o vetor de fasores em qualquer ponto de um trecho não ramificado escolhido, a partir das relações demonstradas na seção 3.4.1.

3.5.5 Variáveis de interesse apenas no ponto receptor

Após o calculo dos vetores de fasores $\vec{F}^{a1}$ e $\vec{F}^{a2}$ nas fronteiras próximas ao transmissor, existem situações específicas em que não se deseja calcular os fasores em todo o alimentador, mas apenas numa fronteira. Neste caso, o cálculo pode ser feito apenas visando este ponto. Para isto, é preciso identificar na topologia quais derivações serão escolhidas para se alcançar o ponto desejado, geralmente o receptor, a partir do transmissor.

O caminho escolhido no caso do alimentador exemplo, entre o transmissor e a fronteira desejada, é indicado pela seta na figura 3.18. A cada ramificação deve-se seguir por uma derivação em detrimento de outra. As derivações deixadas de lado neste percurso estão identificadas pelos arcos tracejados na figura 3.18.

Figura 3.18: Identificação da posição do receptor em relação ao transmissor na topologia.

É possível montar uma matriz de transmitância $\mathbf{T}_M$ que relaciona o vetor de fasores no transmissor e o lado correspondente ao receptor ou fronteira desejada, esta matriz é montada em uma busca a partir do transmissor apenas do lado do ponto objetivo. Isto é feito usando uma rotina muito simples com os passos listados a seguir:

- a) $\mathbf{T}_M = \mathbf{I}_{d2N\times 2N}$
- b) Se o receptor está no trecho não ramificado atual, atualize $\mathbf{T}_M$, multiplicando-a a direita, pela matriz de transmitância de todas as entidades elétricas deste trecho até atingir o receptor. Vai para f). Se receptor não está neste trecho, vai para c)
- c) Atualize $\mathbf{T}_M$, multiplicando-a a direita por $\mathbf{T}_{Ti}$ do trecho atual i.
- d) Na ramificação no fim de i, para todas as derivações y deixadas de lado, em que o receptor não está, atualize $\mathbf{T}_M$, multiplicando-a a direita, pelas matrizes de incorporação $\mathbf{T}_{iTy}$ destas derivações.
- e) Faça o trecho atual i igual ao para o trecho não ramificado x no início da derivação que contém o receptor. vá para b)
- f) Fim. Retorne o valor de $\mathbf{T}_M$.

No caso do alimentador exemplo, na situação ilustrada em 3.18 a matriz $\mathbf{T}_M$ será dada pela equação 3.92.

$$\mathbf{T}_M = \mathbf{T}_{T2}\mathbf{T}_{2T3}\mathbf{T}_{T6}\mathbf{T}_{6T7}\mathbf{T}^1_{8L}\mathbf{T}^2_{8Y}\mathbf{T}^3_{8L} \quad (3.92)$$

A matriz $\mathbf{T}_M$ pode ser invertida para possibilitar o cálculo do vetor de fasores, $\vec{F}^r$, no receptor, relação ilustrada na equação 3.93 para o alimentador exemplo.

$$\vec{F}^r = \mathbf{T}_M^{-1}\vec{F}^{a2} \quad (3.93)$$

3.5.6 Resposta em freqüência

A partir do vetor de fasores encontrado no receptor, $\vec{F}^r$, é possível encontrar as tensões e correntes desenvolvidas para o receptor e efetivamente encontrar a potência consumida neste.

Para o caso de um receptor com acoplamento série na fase j como o ilustrado na figura 3.9, a corrente I_{rx} e a tensão V_{rx} neste, como também a potência S_{rx} que é consumida nele, são dadas da maneira simples mostrada nas equações 3.94, 3.95 e 3.96.

$$I_{rx} = I_j^r \tag{3.94}$$

$$V_{rx} = Z_{rx} I_{rx} \tag{3.95}$$

$$S_{rx} = V_{rx} I_{rx}^* \tag{3.96}$$

É possível encontrar uma relação G_{dB} em dB entre a parte real de S_{tx}, potência injetada no alimentador pelo transmissor e a parte real de S_{rx}, potência consumida no receptor, dada em 3.97.

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{Re\left\{S_{rx}\right\}}{Re\left\{S_{tx}\right\}} \right) \tag{3.97}$$

As matrizes de transmitância para cada uma das entidades elétricas são possivelmente diferentes para cada freqüência. De fato, para encontrar uma resposta em freqüência, todo o procedimento de cálculo deve ser repetido para cada uma das freqüências em análise. Assim uma curva $G_{dB}(\omega)$ em função da freqüência ω pode ser encontrada.

Capítulo 4

Resultados

4.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados alguns resultados de estimação sobre a atenuação de sinais PLC em redes de distribuição primária aéreas de média tensão. O objetivo deste capítulo é mostrar exemplos de aplicação dos algorítmos e rotinas desenvolvidos. Alguns aspectos teóricos simples da transmissão de sinais em altas freqüências em redes de distribuição primária serão contemplados.

Duas abordagens de análise foram realizadas: Na primeira abordagem foi avaliado como se comporta a atenuação da potência transmitida em relação a parte dos parâmetros principais que a influenciam. Na segunda abordagem foi simulado o comportamento de atenuação da potência em um alimentador real, considerando diversos pontos de transmissão e e recepção. Todos os resultados apresentados foram gerados com a utilização das rotinas MATLAB que aplicam a metodologia pesquisada e desenvolvida.

Cada simulação foi realizada considerando o transmissor ativo em apenas uma posição na rede em questão. Nesta primeira versão para o algorítmo, foi considerado que o transmissor se comporta como fontes de tensão em série com os cabos da linha de média tensão. A representação foi exposta na seção 3.3.4 e é compatível com acoplamentos do tipo indutivo. Para linhas trifásicas o transmissor é representado por um conjunto de três fontes de tensão com amplitudes RMS escolhidas independentemente, uma fonte por cabo. Esta configuração permite a simulação de diversos modos de acoplamento.

Para cada freqüência simulada, as fontes tensão são consideradas senoidais e operando nesta mesma freqüência com as amplitudes RMS especificadas. Esta representação é compatível com o exposto na seção 2.1.2.

Dois tipos de medidas de potência foram realizados nas simulações:

No primeiro tipo, orientado a determinação da resposta em freqüência em relação a receptores fictícios, mediu-se, para cada freqüência, a potência total deixando a posição do transmissor. Esta potência foi comparada com a potência consumida em uma impedância série, artificialmente posicionada na rede. A representação da impedância série foi feita como o exposto em 3.3.3 e visa simular a impedância de entrada da unidade receptora do ponto de vista da rede. Com a resposta em freqüência obtida desta forma é possível determinar o percentual em dB da potência do transmissor que efetivamente é consumido no receptor, como dado em 3.97.

O segundo tipo de medição de potência visou o relacionar os tipos de linha de trans-

missão, suas características e parâmetros, com a atenuação que estas provocaram no sinal PLC simulado. Para esta medida, em um trecho entre postes qualquer era avaliada a potência total fluindo no sentido de afastamento do transmissor, segundo a equação 3.4. Da comparação do resultado para dois trechos entre postes diferentes foi possível determinar a atenuação sofrida entre estes.

Avaliação da influência de parâmetros da rede

Na primeira parte deste capítulo são apresentados os resultados de ensaios de simulação para estruturas fictícias de redes aéreas de distribuição primária. Estas estruturas foram escolhidas de modo a avaliar isoladamente a influência de diversos parâmetros nas curvas de resposta em freqüência observadas.

Aplicação do algorítmo a um alimentador real

Também é apresentada neste capítulo, uma demonstração da aplicação do algorítmo desenvolvido a um alimentador real inteiro, com topologia ramificada em árvore. Como afirmado neste texto, para a previsão dos resultados desejados, segundo a metodologia aqui proposta, é necessário conhecimento prévio sobre os elementos constituintes do alimentador em questão. Dados que foram gentilmente cedidos pela COELBA a partir de exportação de tabelas SQL utilizadas pelo software GEOREDE.

O alimentador real escolhido foi o $01J8$ da subestação da federação, este alimentador foi escolhido por ser responsável pelo fornecimento de energia a Escola Politécnica, onde se encontra o Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal da Bahia (UFBA). Esta escolha foi feita para facilitar a realização de futuros testes de campo no mesmo pela sua proximidade com com o DEE.

A dificuldade principal encontrada na aplicação da metodologia aos dados originados pelo GEOREDE para o $01J8$ foi com relação aos transformadores de distribuição. Para se obter com maior exatidão as funções de transferência encontradas seria necessário uma descrição adequada de qual modelo de transformador está conectado a cada ponto. A descrição exata dos modelos dos TPs presentes no alimentador e dos dados de resposta em freqüência destes na faixa de comunicação PLC ainda não estavam disponíveis. Para contornar este problema, a potência dos transformadores foi utilizada como parâmetro base para a estimação de um modelo alternativo. Para cada transformador foi criado um fator de escala baseado na razão entre a potência cadastrada S_T deste e a potência de $160kVA$ usada no modelo apresentado em [Tran-Anh et al. Oct.29-Nov.1 2006]. Este fator de escala foi aplicado as indutâncias, capacitâncias e resistências deste modelo, como consta na rotina $ParametrosANH.m$ que segue no CD em anexo.

A aplicação da rotina aos dados de um alimentador tem por objetivo o estudo de uma disposição otimizada para os transmissores e receptores PLC, visando fornecer parte dos dados necessários para previsão de performance do canal formado. Neste capítulo é demonstrada a aplicabilidade das rotinas desenvolvidas em um alimentador real cujos dados estejam disponíveis. Os resultados, apesar de depender da exatidão dos modelos disponíveis para cada elemento, fornecem estimativas básicas bastante úteis ao engenheiro de sistemas.

4.2 Planilha de representação de um alimentador

O primeiro passo para a aplicação do método exposto é a importação dos dados da rede. Para os resultados apresentados esta se deu através do uso de tabelas excel que foram primeiramente geradas pelo software GEOREDE. As tabelas foram lidas no software MATLAB com o comando **xlsread** e então os dados foram formatados para a configuração em que poderiam ser diretamente utilizados pelas rotinas.

Nesta seção será demonstrado como são as principais bases de dados internas utilizadas pelo algorítmo.

4.2.1 Representação da rede elétrica analisada.

O algorítmo desenvolvido é essencialmente recursivo, para evitar a criação novas variáveis e a ocupação novos espaços na memória a cada chamada de função; a maioria dos dados da rede não são passados como parâmetro entre as funções . Ao invés disso, a massa de dados principal fica armazenada em matrizes ou tabelas, na forma de variáveis globais. As principais tabelas são as seguintes:

TABELAsubtrechonum

A tabela **TABELAsubtrechonum** é a principal tabela interna do algorítmo, cada linha está associada a um trecho entre postes, sua função é manter um registro da topologia identificada para o alimentador. Registra a ligação entre os trechos entre postes, entre os trechos de linha e entre os subtrechos de linha. Nesta tabela também estão registrados os índices relativos as cargas conectadas em cada trecho entre postes. Nas colunas de $TABELAsubtrechonum$ constam as informações da lista abaixo.

coluna 1 Identificador do trecho de linha ao qual pertence o trecho entre postes.

coluna 2 Identificador do trecho entre postes.

coluna 3 Distância em metros do trecho entre postes.

coluna 4 Coordenada geográfica Px do poste de origem UTMX

coluna 5 Coordenada geográfica Py do poste de origem UTMY

coluna 6 Coordenada geográfica Px do poste de destino UTMX

coluna 7 Coordenada geográfica Py do poste de destino UTMY

coluna 8 Indica o número de cargas conectadas neste trecho entre postes

coluna 9 e 10 Existindo cargas, indica as linhas correspondentes a estas cargas na tabela de cargas.

coluna 11 Flag indicando se é início ou final de subtrecho.

coluna 12 Flag, se é início ou final de subtrecho apresenta identificador deste subtrecho, se está no meio do subtrecho é preenchido com zero.

coluna 13 Indicação da linha do trecho entre postes que é raiz deste trecho entre postes, no caso deste ser um trecho entre postes onde há ramificação, e se tratar de um trecho filho.

coluna 14,15,16,17 Indicação das linhas relacionadas aos trechos entre postes no início das ramificações filhas.

coluna 18 Identificação de qual é a matriz de transmitância associada a este subtrecho na direção montante no alimenta.

coluna 19 Identificação de qual é a matriz de transmitância associada a este subtrecho na direção jusante alimentador.

coluna 20 Identificação de matriz de transmitância intermediária se este for o início do ramo.

coluna 21 Identificador dos cabos utilizados, correspondente a linha na matriz de cabos.

coluna 22 Identificador dos postes utilizados, correspondente a linha na matriz de estrutura dos postes.

coluna 23 Identificador do solo sob o trecho entre postes.

coluna 24 Identificador da linha associada a matriz de fasores resultado.

coluna 25 Identificação se este é um trecho en início de ramificação ou se este é um trecho que ramifica-se.

coluna 26 Identificação de matriz de transmitância intermediária se este for o início do ramo.

O preenchimento de **TABELAsubtrechonum** ocorre em duas diferentes fases, primeiramente ocorre o preenchimento dos dados estruturais: cabos, estrutura dos postes, distâncias, topologia de ligação, cargas conectadas, etc. Este primeiro preenchimento ocorre com a leitura dos dados carregados da fonte externa.

Durante a execução das rotinas, quando os resultados estiverem sendo gerados para os fasores no alimentador e para as matrizes de transmitância dos subtrechos de linha; as colunas, associadas a indicação de localização destes resultados, são gradativamente preenchidas.

TABELAcargasnum

Cada linha desta tabela está associada a uma carga no alimentador, originalmente os dados principais que constam nas colunas são:

- O alimentador ao qual este se conecta.

- Identificação do trecho entre postes ao qual este se conecta.
- Identificação da tensão de primário.
- Identificação da carga em kVAR associada ao transformador.

Para os transformadores, quando o modelo para a resposta em freqüência é conhecido, este pode ser utilizado. Para isto, basta associar às linhas de TABELAcargasnum a um identificador para uma matriz de funções de resposta em freqüência, de tipo similar ao descrito em 2.3.3. Também pode-se associar estas mesmas linhas à parâmetros de um circuito discreto equivalente de maneira similar ao descrito em 2.3.4.

TABELAestrutnum

Esta tabela é criada a partir do conhecimento de todos os tipos de poste que são utilizados no alimentador em consideração. Cada linha desta matriz está associada a uma outra matriz, uma para cada tipo de poste. Considerando uma rede com N condutores, estas outras matrizes devem ter 2 colunas N linhas. Listam as posições x_k e y_k do condutor k nas duas colunas da k-ésima linha. Em se tratando de uma linha aérea compacta de deve haver uma linha a mais, listando a posição no plano transversal também do cabo mensageiro neste plano.

TABELAbitolanum

Cada linha desta tabela está associada a um tipo de condutor utilizado. Devem constar nas colunas: O tipo do condutor; a área equivalente; a condutividade, permissividade e permeabilidade dos materiais utilizados, também a espessura e permissividade elétrica do material de isolamento caso exista.

TABELAsolonum

Cada linha desta tabela está associada a um tipo de diferente de solo, os dados que constam nas colunas são a resistividade e a permissividade relativos ao solo indicado na linha.

As tabelas de Transmitâncias

Nas tabelas **Transmitancias_cargas**, **Transmitancias_linhas** e também na tabela **Transmitancias_intermediarias** são armazenadas as matrizes de transmitância que vão sendo geradas durante a execução do algorítmo, Em cada linha destas três tabelas consta a indicação de uma matriz de transmitância associadas a uma carga, ou subtrecho de linha linhas, ou a um ramo como um todo.

Tabela_de_Fasores

Ao final da execução da rotina $PRINCIPAL.m$ é criada uma tabela, **Tabela_de_Fasores**, na qual ficam armazenados todos os vetores de fasores, $\vec{F}$, calculados para a rede, as linhas desta matriz de vetores estão associadas aos trechos entre postes e as colunas às freqüências de análise para as quais foi gerado o resultado.

S

Uma matriz **S** é originada ao final da execução da rotina $PRINCIPAL.m$, ela contem o resultado para as potências fluindo na rede a partir do transmissor, as linhas estão associadas aos trechos entre postes e as colunas as freqüências analisadas.

4.2.2 Leitura e apresentação da rede

Nos cadastros eletrônicos; o registro dos postes inclui sua localização geográfica, seu código de estrutura e suas ligações. A leitura de um alimentador é feita a partir do primeiro poste diretamente conectado à subestação. O registro das conexões entre postes possibilita que o algorítmo "conheça"a topologia da rede. As coordenadas geográficas, permitem identificar quais são as distancias de cada ligação entre postes e formar uma representação digital da topologia, com os necessários comprimentos de linha.

Após a leitura de um alimentador, ilustrações, que apresentam a distribuição geográfica, podem guiam o usuário na realização das simulações desejadas. Como na figura 4.1, ilustrando o alimentador $01J8$.

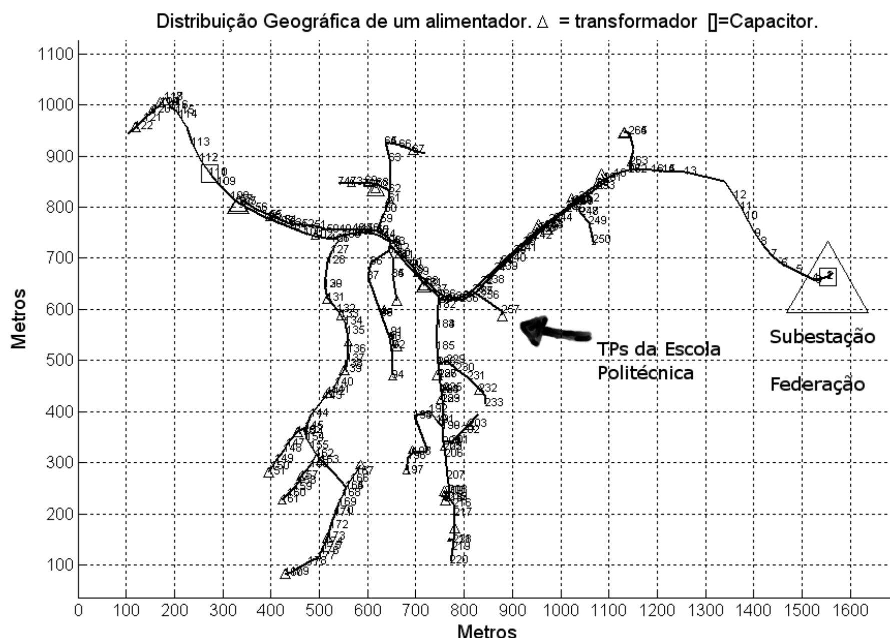


Figura 4.1: Alimentador COELBA 01J7, subestação Federação, Salvador.

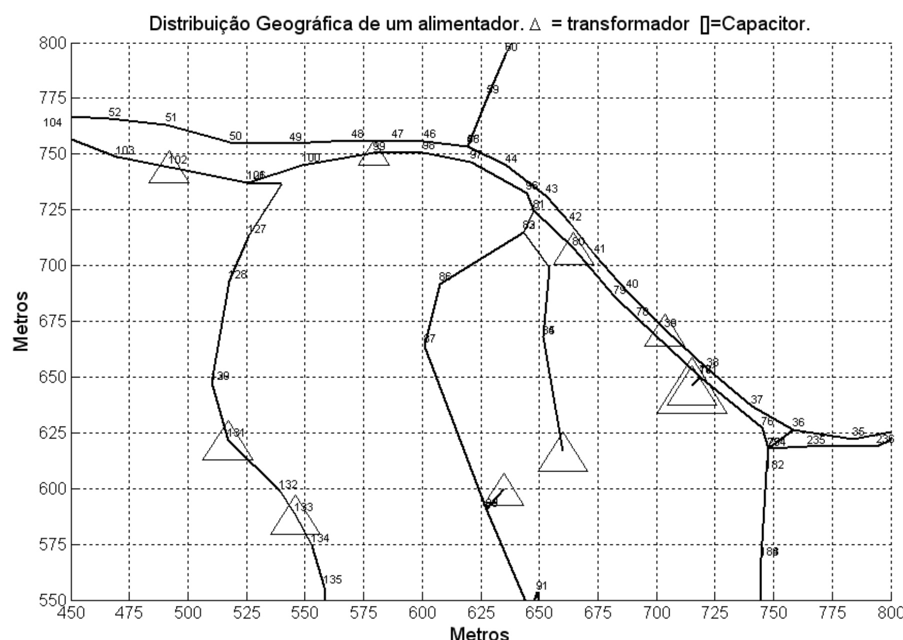


Figura 4.2: Alimentador COELBA 01J7, subestação Federação, Salvador.

Após o cadastro, todos os trecho de linha são conhecidos, como também informações suficientes para estimar os parâmetros por metro de cada trecho de linha. Também são conhecidas as posições dos transformadores presentes com suas potências nominais, parâmetro usado para estimar matrizes admitância representativas de cada transformador. As posições dos bancos de capacitores com suas potências nominais também constam.

Durante a execução do algorítmo são associados números para cada trecho entre postes, estes números servem para guiar o usuário no posicionamento virtual de transmissores e receptores. A numeração é normalmente apresentada como na ilustração 4.2. Nas figuras 4.1 e 4.2 os transformadores são apresentados graficamente como triângulos e os bancos de capacitores como quadrados, sendo o tamanho dos símbolos proporcional a raiz quadrada da potência nominal.

4.3 Influência de alguns parâmetros básicos das linhas

Com o intuito de analisar a resposta da rede elétrica de distribuição primária com relação a variação de parâmetros básicos foi implementada a rotina, $Criatabelas_d eTestes.m$. Tal rotina possibilita a criação de redes elétricas fictícias com a escolha e registro dos seus parâmetros para posterior análise. Estas redes fictícias são gravadas em disco e seus dados podem ser recuperados com a execução da rotina $PRINCIPAL.m$ ou preferencialmente $PRINCIPALFICTICIO.m$.

Existe uma uma impossibilidade prática de se demonstrar aqui o comportamento dos

algorítmos em relação a todos os parâmetros possíveis, dada a grande quantidade dos fatores que influenciam o comportamento do sinal nas redes aéreas de média tensão. Apenas algumas demonstrações básicas serão contempladas, mas que são capazes de indicar a capacidade do algorítmo desenvolvido como ferramenta útil na previsão do comportamento de alimentadores de linhas aéreas de média tensão.

4.3.1 Influência do solo e do modo de transmissão.

Três métodos possíveis para cálculo dos parâmetros por metro foram implementados, Os mesmos apresentados no capítulo 2. O método clássico do espelhamento, o método de Carson para consideração de uma condutância limitada para o solo e o método de D'Amore e Sarto. Este último é aceito na literatura como um método mais adequado para análise de freqüências superiores às possíveis pelo método de Carson.

O método para avaliação dos parâmetros por metro pode ser selecionado dentro das rotinas $CriaMatrizComLambdasPsPorEstrutura$ e $CriaMatrizTransmitanciasCasamento.m$. Nestas existe a possibilidade para a escolha de qual tipo de cálculo sera utilizado. As rotinas que são associadas aos três métodos citados tem seus nomes começando com $CalcParamMetro$ e terminam com nomenclatura indicativa.

Análise de solo ideal

Os resultados para as figuras 4.3 e 4.4 refletem o cálculo de parâmetros por metro seguindo o método do espelhamento simples. Os condutores escolhidos são cilindros de alumínio de raio igual a $4mm$. Na estrutura de teste configurada como uso da rotina $Criatabelas_deTestes.m$, os três condutores foram situados a uma altura de $10m$, afastamentos de $1m$ e em disposição plana. O transmissor simulado estava operando em modo comum com $1Volt$ RMS em cada fase para cada freqüência analisada. Para este teste foi criada uma rede fictícia de $2000km$ sem derivações e terminando em redes de casamento nos dois lados.

A figura 4.3 mostra a potência total fluindo pela linha de transmissão à intervalos de $100km$ entre cada curva. A curva mais acima está situada junto ao transmissor.

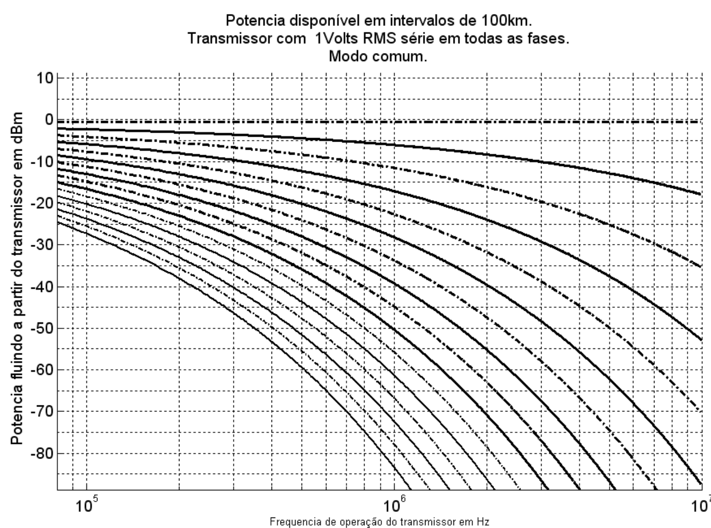


Figura 4.3: Potência disponível em intervalos de $100km$ transmissor com $1Volt$ série em cada fase, modo comum, rede aérea em solo ideal, sem a presença de cargas ou derivações.

A figura 4.4 mostra o módulo da impedância de entrada de modo comum. A fase desta impedância de entrada não foi exibida por ser próxima à 0 graus com variação menor que $0,4$ graus. Para a configuração escolhida, a impedância enxergada entrada de modo comum, para uma tensão trifásica série é da ordem de 1700Ω, esta é dominantemente real e não sofre grandes variações com a freqüência. Será observado que a impedância não sofre grandes variações pelo fato da rede estar com suas terminações casadas.

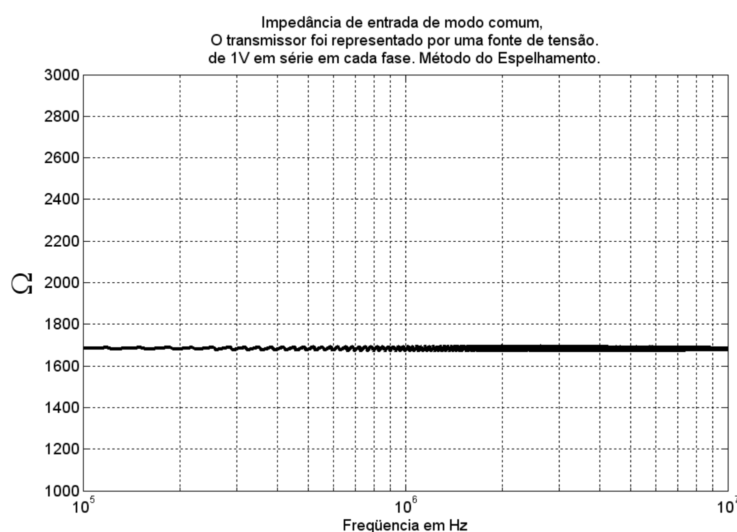


Figura 4.4: Módulo da impedância de entrada de modo comum para condutores cilíndricos de alumínio com $4mm$ de raio, espaçados de de $d_{1,2} = 1m$, $d_{2,3} = 1m$ e $d_{1,3} = 2m$ numa altura comum de $10m$

Solo não ideal, atenuação de modo comum e $\mathbf{Z}_{in}$

Na figura 4.5 a atenuação foi analisada em uma linha de $2km$ terminada por redes de casamento nos dois lados. A disposição dos condutores foi a mesma anterior. Foram feitas análises variando o solo sob esta rede. Nesta figura nota-se que a atenuação de modo comum em solos de condutividade limitada é bastante superior a que acontece em solo ideal nas freqüências observadas. Apesar da curva do solo ideal estar presente na figura, não é perceptível por estar muito próxima à zero dB em relação as outras.

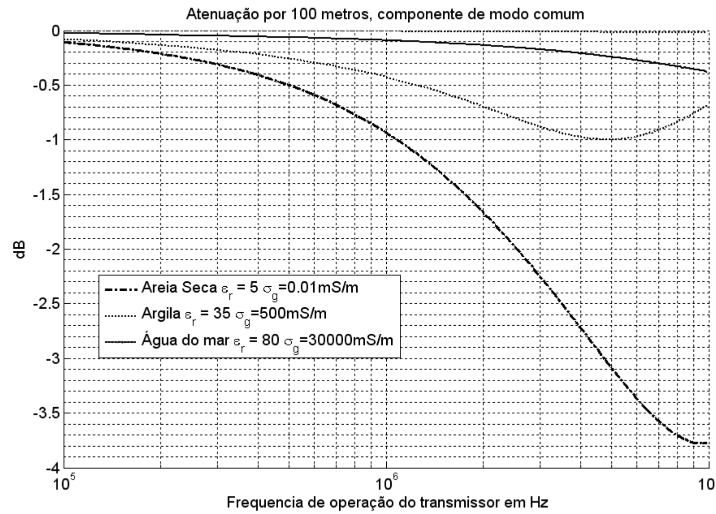


Figura 4.5: Exemplo de variação da atenuação de modo comum com o solo.

A figura 4.6 mostra que para dois dos três tipos de solo apresentados a impedância de entrada para três tensões série em modo comum é muito próxima da impedância de entrada para o solo ideal, para a estrutura analisada. O solo de menor condutividade mostra um valor ligeiramente maior 2000Ω contra 1700Ω.

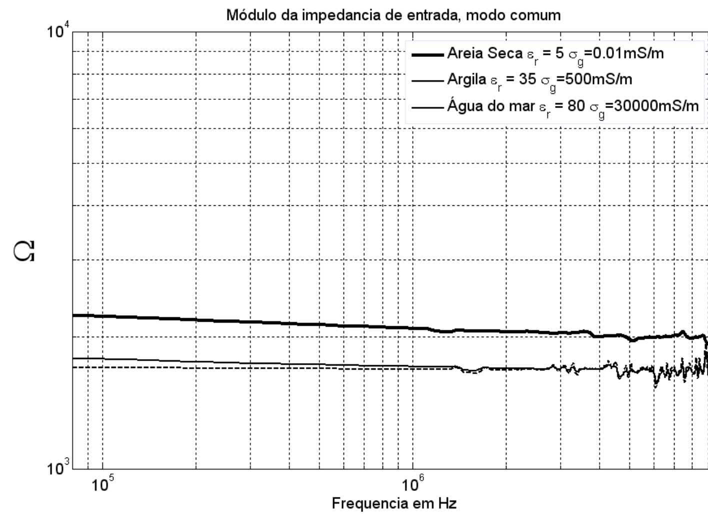


Figura 4.6: Variação com o solo da impedância de entrada da rede, para um transmissor trifásico em série, em modo comum.

Solo não ideal, e os modos diferenciais

As figuras 4.7 e 4.8 mostram uma comparação da atenuação por $100m$ para o solo mais resistivo considerado, areia seca e o um solo ideal. Nota-se que a separação entre estas curvas é mínima em todas as freqüências consideradas para os dois modos diferenciais analisados. As atenuações observadas também são muito próximas entre si, mas muito inferiores a atenuação de modo comum.

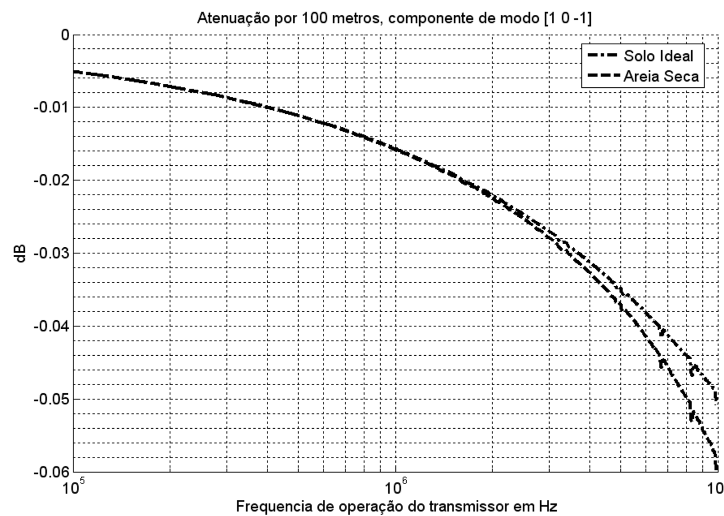


Figura 4.7: Variação da atenuação com o solo, primeiro modo diferencial

Esta análise confirma o fato, observado em todos os textos [Dostert 2001], [Hrasnica

et al. 2004] sobre a tecnologia PLC, que a influência do solo na atenuação é um dos fatores preponderantes sobre a atenuação so sinal em modo comum exercendo menor influência sobre os modos diferenciais.

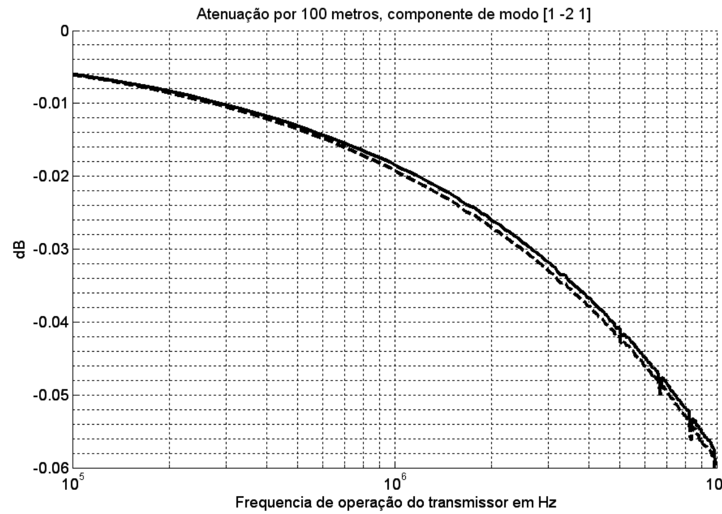


Figura 4.8: Variação da atenuação com o solo, segundo modo diferencial

As figuras 4.9 e 4.10, mostram uma comparação do módulo da impedância de entrada para os modos diferenciais, $[1 \quad 0 \quad -1]^T$ e $[1 \quad -2 \quad 1]^T$, de tensão injetada. Pode-se notar que os valores apresentados para o solo areia seca e para o solo ideal são bastante similares, não apresentando diferenças visíveis.

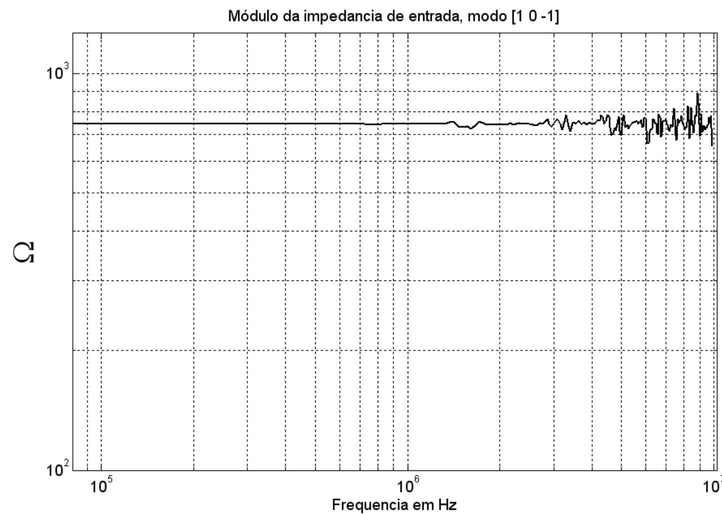


Figura 4.9: Variação de $Z_{in} com o solo, primeiro modo diferencial.$

Tabela 4.1: Estrutura utilizada no tronco principal

N. Condutor	Posição x	Posição y	ρ material	raio
1	$0m$	$10m$	2.82×10^{-8}	$4mm$
2	$1m$	$10m$	2.82×10^{-8}	$4mm$
3	$2m$	$10m$	2.82×10^{-8}	$4mm$

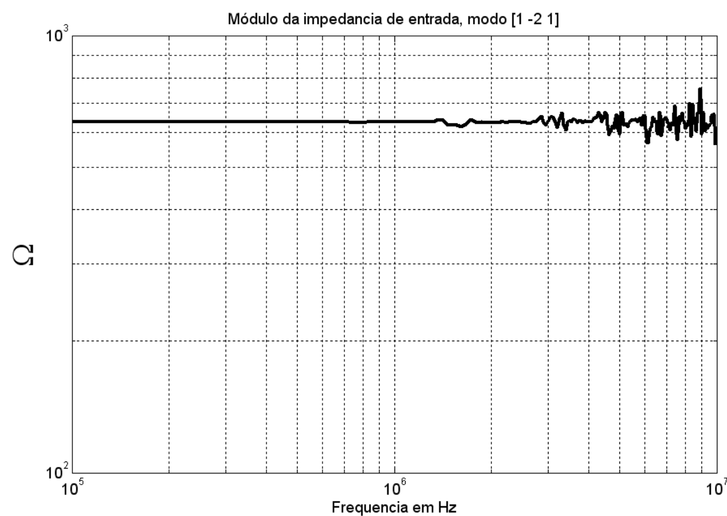


Figura 4.10: Variação de $Z_{in}comosolo, segundomododiferencial.$

4.3.2 Atenuação observada em rede de terminações casadas

A utilização de acoplamentos indutivos para o acoplamento em média tensão pode ser comodamente aproximada por inserção de uma fonte de tensão de sinal em série com uma das fases. A estrutura fictícia agora analisada, tem as características dadas na tabela 4.1 e sob esta foi simulado o solo areia seca. Para análise a linha tinha $2km$ de extensão e foi terminada com redes de casamento aos dois lados. A impedância de entrada desta rede, vista por uma fonte de tensão série na fase 1 é a apresentada na figura 4.11.

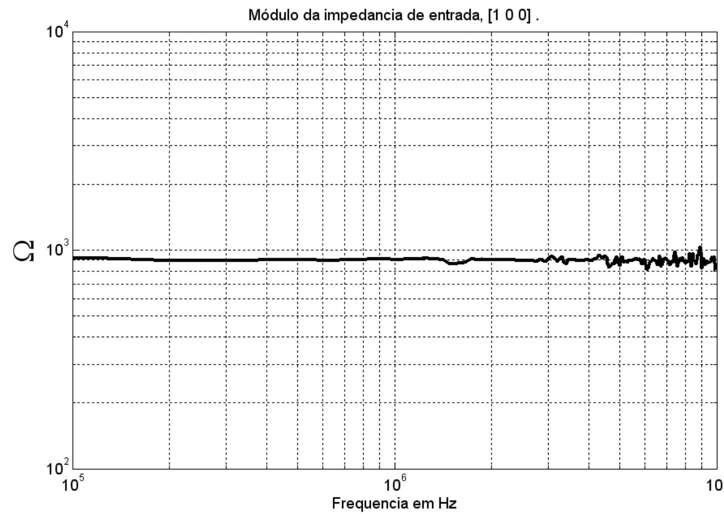


Figura 4.11: Módulo de Z_{in} para tensão em série na fase 1, tronco de linha casado

A figura 4.12 mostra um ensaio de transmissão realizado na mesma rede. Resistências de 10Ω foram dispostas com espaçamento de $100m$ a partir do transmissor na mesma fase e nas distâncias indicadas. Mostra-se os valores de potência em dBm transmitida e absorvida por cada uma destas resistências. O que fica claro pela figura é que para estas distâncias o fator dominante na atenuação é o divisor de impedâncias que se forma entre estas impedâncias e a rede como um todo. Por este fato o valor de potência absorvida é bastante similar nas três impedâncias apesar das distâncias.

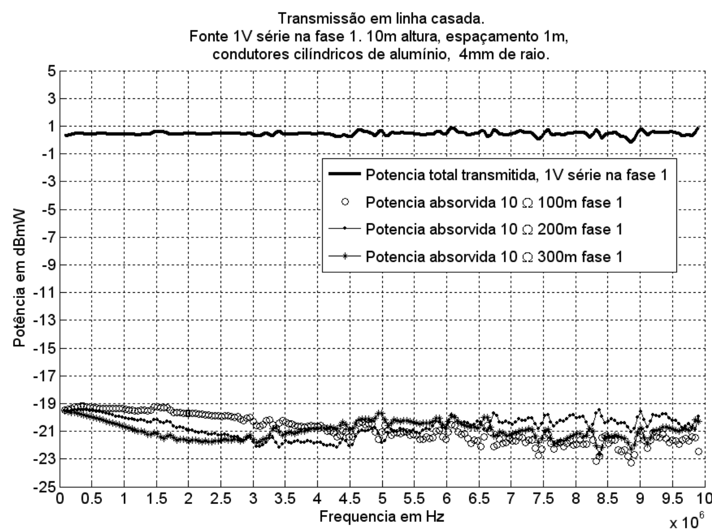


Figura 4.12: Ensaio de transmissão em tronco de linha casado. Transmissor representado por fonte de tensão senoidal de $1V$ RMS nas freqüências indicadas e em série na fase 1, Receptores representados por impedâncias série de 10Ω na fase 1.

Tabela 4.2: Estrutura utilizada nas ramificações

N. Condutor	Posição x	Posição y	ρ material	raio
1	$0m$	$8m$	2.82×10^{-8}	$3mm$
2	$0.6m$	$8.5m$	2.82×10^{-8}	$3mm$
3	$1.2m$	$8m$	2.82×10^{-8}	$3mm$

4.3.3 Influência de ramificações terminadas em aberto

No intuito de demonstrar a capacidade das rotinas desenvolvidas no estudo do efeito dos descasamentos e ramificações possivelmente presentes, o alimentador fictício da figura 4.13 foi gerado. Esta representação de rede aérea de média tensão foi criada com o auxílio da rotina *Criatabelas_deTestes.m*. O alimentador da figura apresenta dois tipos de estruturas. O tronco central apresenta a mesma estrutura e condutores utilizada anteriormente, tem $2km$ de extensão e termina com redes de casamento. Neste tronco, ligam-se duas ramificações, uma de $500m$ de extensão e outra de $490m$, os pontos de conexão destas ramificações no tronco central estão distantes em $1km$ entre si. A estrutura utilizada nestas ramificações está listada na tabela 4.2 e elas foram terminadas em aberto.

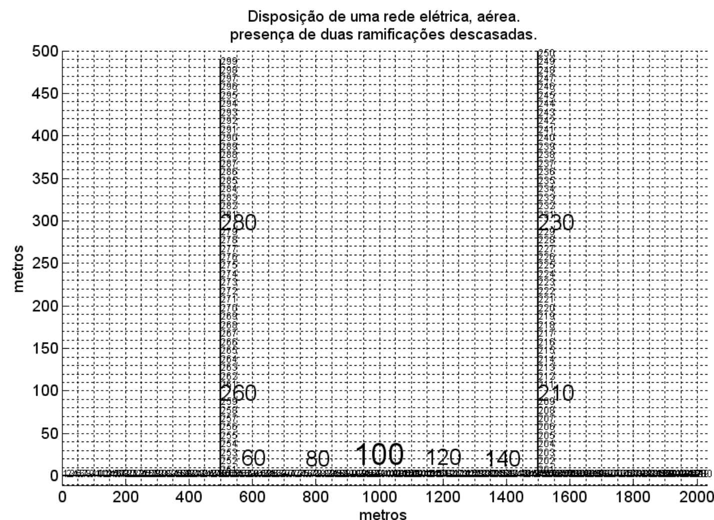


Figura 4.13: Alimentador fictício para simulação do efeito gerado por ramificações descasadas. Transmissor na posição 100.

Presença nulos espectrais linearmente espaçados

É possível a analise da distribuição da potência nesta rede para diversas configurações. No caso exemplo a seguir o transmissor está posicionado como uma fonte de tensão série de $1V$ RMS na fase 1 exatamente entre os pontos de conexão das ramificações, posição

100. A figura 4.14 descreve a relação em dB entre a potência atravessando os pontos indicados no sentido para distante do transmissor e esta potência no primeiro ponto 101.

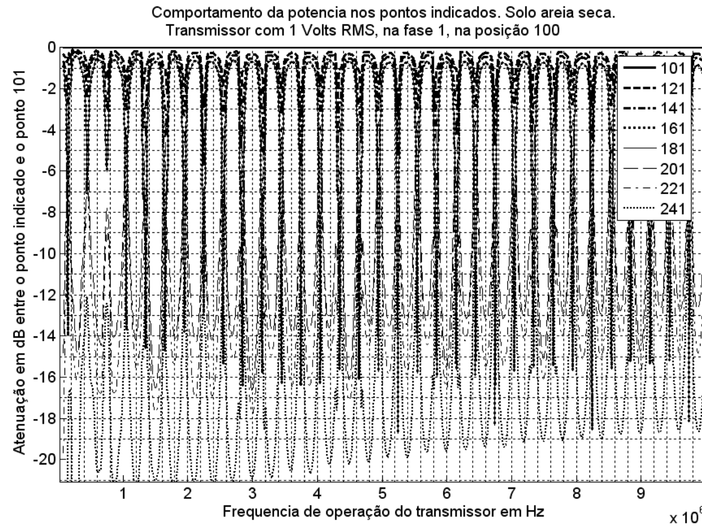


Figura 4.14: Comparação da potência atravessando os pontos indicados e da potência atravessando o ponto 101

A presença das ramificações na rede analisada provoca o aparecimento dos nulos e ressonâncias espectrais observados. A figura 4.15 mostra um subconjunto das freqüências analisadas em 4.14. O espaçamento observado entre os nulos é de $300kHz$. Considerando que nesta rede a propagação se dá no meio ar livre, o comprimento de onda associado a $300kHz$ é de exatos $1000m$ que é o dobro do comprimento da ramificação. O primeiro nulo espectral ocorre em $150kHz$,isto é exatamente o que devia acontecer, pois as ramificações inseridas terminam em aberto. Em $150kHz + n \times 300kHz$ ocorre uma transformação de $\frac{1}{4}$ de comprimento de onda. Os nulos, são devido ao fato de que impedância de entrada das ramificações nestas freqüências é reduzida, como a impedância cai, a parcela de potência que chega até esta impedância também reduz-se. Observando três pontos importantes nas figuras 4.13e 4.15, o ponto 141 é um ponto anterior a ramificação do ponto de vista do transmissor, o ponto 161 é um ponto posterior e o ponto 201 é imediatamente na entrada desta. Como toda potência que chega a 201 passa obrigatoriamente por 141, a atenuação neste é sempre menor que a atenuação naquele. Quando a impedância de entrada da ramificação reduz-se, a ramificação "Rouba"a potência que normalmente iria para a posição 161, por isso o nulo em 161 representa uma ressonância em 201.

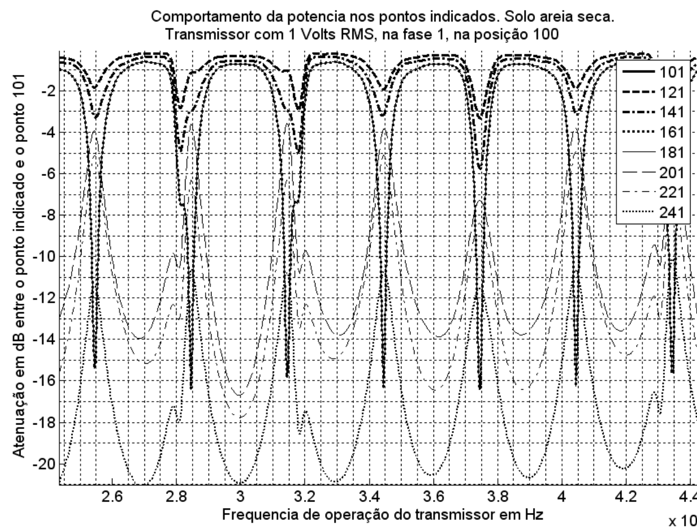


Figura 4.15: Detalhamento na faixa entre $2.4MHz$ e $4.5MHz$.

Influência na potência total disponível

A diferença entre as figuras 4.16 e 4.17 e as figuras 4.14 e 4.15 é que estas apresentam o valor absoluto em dBm da potência total real fluindo a partir do transmissor. O valor indicado de potência para uma freqüência é associado a potência total fluindo pelo ponto no caso do transmissor operando com 1V RMS na freqüência indicada. Estas figuras ao invés de apresentar apenas uma medida relativa, que é representativa da atenuação sofrida, considera o efeito cumulativo de todos os efeitos presentes. Para o transmissor que consegue injetar $1V$ RMS série na fase 1 numa freqüência definida e para a situação analisada, a potência total real fluindo ,para cada uma das duas direções possíveis, oscila entre $-10dBm$ e $+2dBm$.

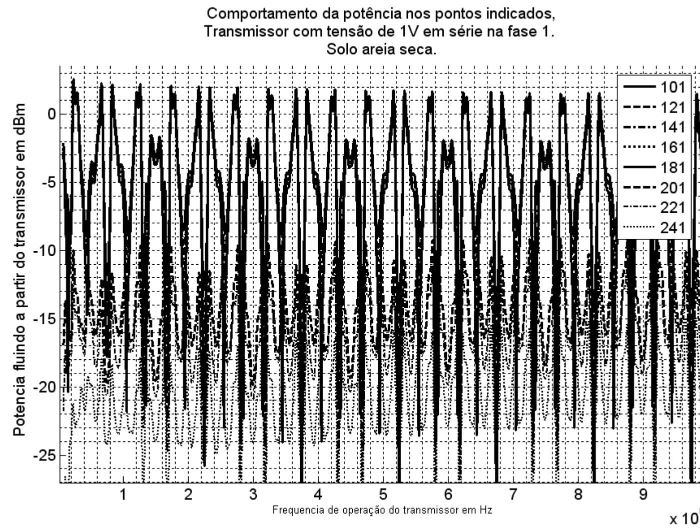


Figura 4.16: Potência total, real, de regime permanente, atravessando os pontos indicados. Valores em dBm.

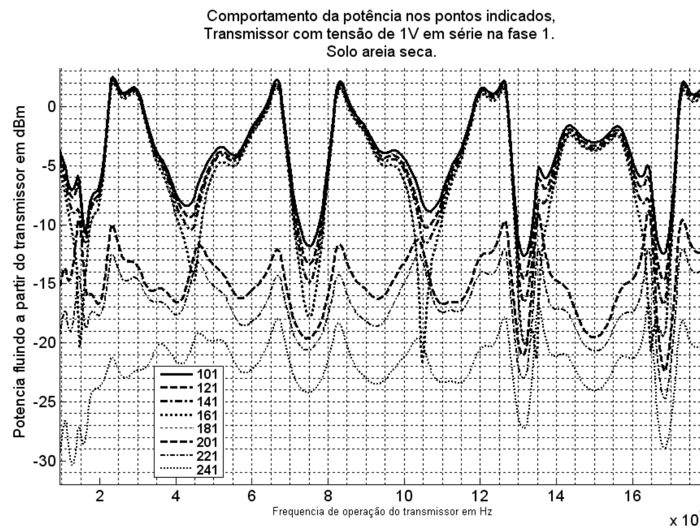


Figura 4.17: Detalhamento na faixa entre $100kHz$ e $1.8MHz$.

Influência na impedância de entrada

A figura 4.18 mostra o módulo da impedância de entrada da rede elétrica do ponto de vista da fonte de tensão de 1V RMS na posição 100, nota-se que a presença das ramificações faz com que esta impedância flutue, o que era o esperado, já que as terminações em aberto horas aparecem refletidas como uma alta impedância no ponto do transmissor e em algumas freqüências aparecem como uma baixa impedância. Esta flutuação é o fator

principal que afeta a potência total transmitida nas diversas freqüências. A figura 4.19 mostra como a fase da mesma impedância de entrada é afetada.

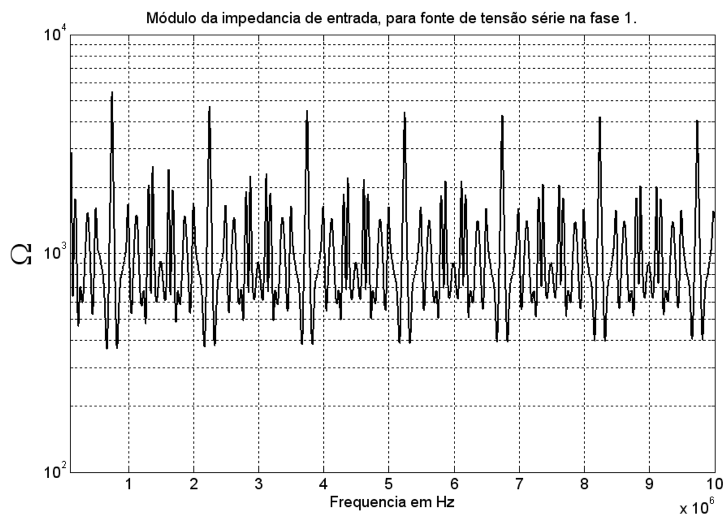


Figura 4.18: Módulo de Z_{in} na presença de ramificações. Enxergada por fonte de tensão de regime permanente em série na fase 1 operando nas freqüências indicadas.

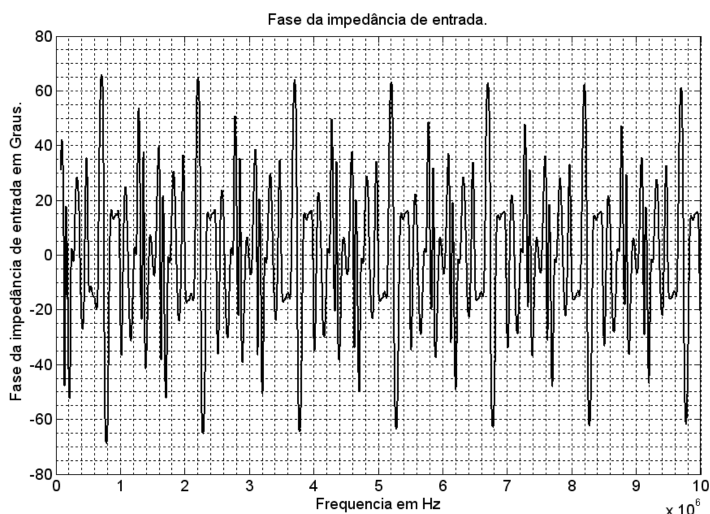


Figura 4.19: Fase de Z_{in} na presença de ramificações. Enxergada por fonte de tensão de regime permanente em série na fase 1 operando nas freqüências indicadas.

Potência transmitida e potência na recepção

Para realizar um ensaio de transmissão fictício, impedâncias de 10Ω foram inseridas em série na fase 1 nas posições 120, 140 e 210. A figura 4.20 mostra a potência total

transmitida se transmissor fosse uma fonte de tensão de $1V$ RMS operando em regime permanente em cada uma das freqüências analisadas. A mesma figura também mostra a potência real em dBm absorvida por cada uma destas impedâncias nesta situação. O comportamento mostrado na figura se repete em toda a faixa de $100kHz$ à $10MHz$.

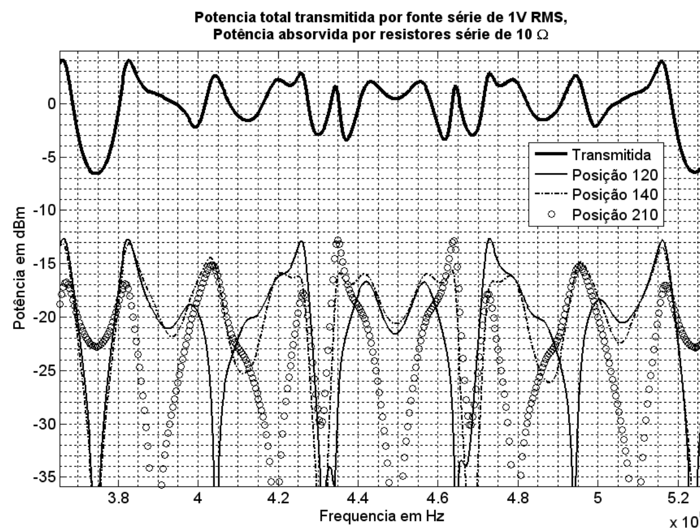


Figura 4.20: Potência em dBm transmitida por fonte senoidal de $1V$ RMS em regime permanente e potência por receptores fictícios na presença de ramificações.

4.4 Influência dos TPs de distribuição

Nesta seção será feita uma avaliação simples de como a presença dos TPs de distribuição mudar dramaticamente o comportamento em freqüência e as atenuações observadas nas linhas de distribuição.

4.4.1 TPs de distribuição linearmente espaçados

Foi criada uma linha fictícia de $2km$ de extensão terminada com redes de casamento aos dois lados, para tentar observar isolamente o efeito dos transformadores de distribuição. Nesta linha, cuja estrutura e espaçamento dos cabos é dado na tabela 4.1, foram dispostos, em espaçamentos constantes de $50m$, transformadores de distribuição com potência de $160kVA$. O modelo usado para estes transformadores seguiu fielmente o modelo obtido em [Tran-Anh et al. Oct.29-Nov.1 2006]. Tal diposição dos pode ser visualizada na figura 4.21.

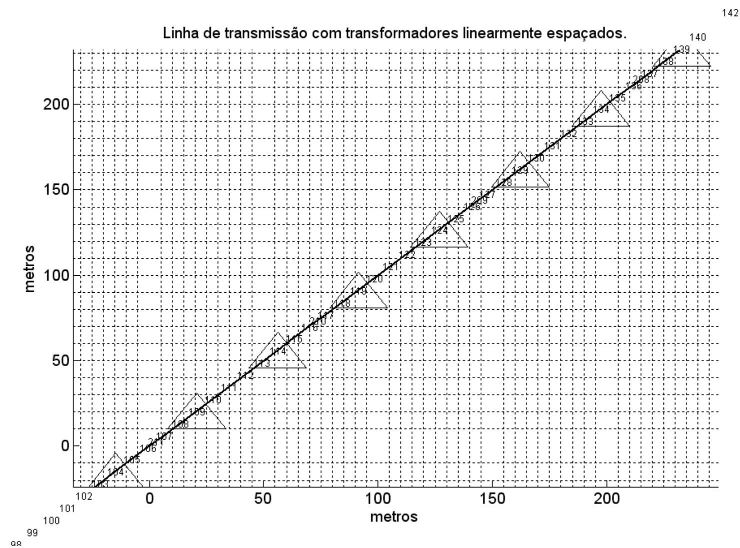


Figura 4.21: Tronco de linha com transformadores de 160KVA dispostos em espaçamentos constantes de $50m$

Quando foram observadas as curvas de atenuação obtidas, com surpresa notou-se que esta apresentavam faixas de freqüência com mínima atenuação; isto pode ser visto nas figuras 4.22, para o transmissor de $1V$ RMS em série na fase 1 e na figura 4.23, para o transmissor em modo comum e considerando o solo sob o alimentador composto de argila.

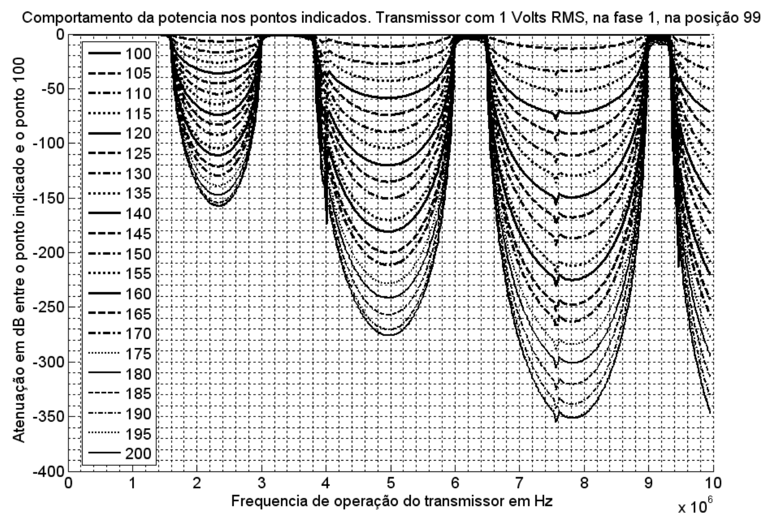


Figura 4.22: Efeito de transformadores linearmente espaçados na atenuação relativa observada na linha aérea para o modo [1 0 0].

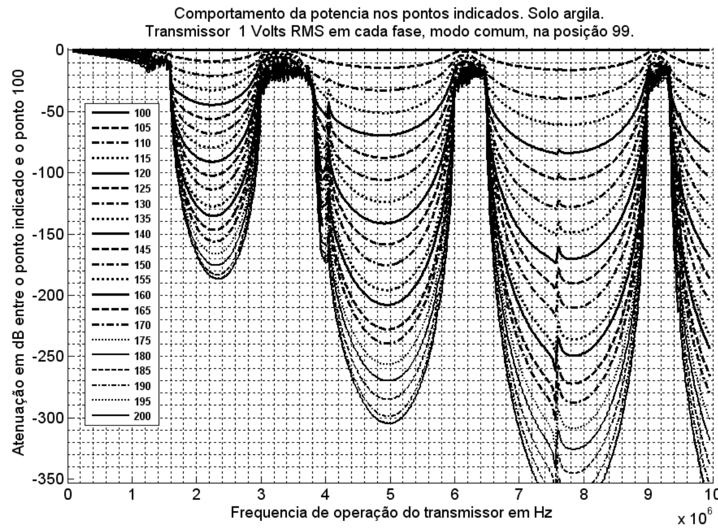


Figura 4.23: Efeito de transformadores linearmente espaçados na atenuação relativa observada na linha aérea para o modo comum sobre o solo de argila.

Atribuiu-se este estranho efeito ao espaçamento linear constante adotado para os transformadores e à combinação das capacitâncias parasitas do modelo destes com o comportamento da linha.

4.4.2 Influência de TPs com espaçamento médio de $50m$

Para que o efeito combinado citado anteriormente não se manifestasse, na posição de cada um dos TPs presentes somou-se um deslocamento aleatório diferente na mesma direção de um valor entre $0m$ e $50m$. As faixas de freqüência com mínima atenuação já não mais estavam presentes. Nota-se nas figuras 4.24, de potência relativa e 4.25 de potência absoluta que os transformadores provocam um sem número de ressonâncias. Tanto maior é o número de ressonâncias observadas quanto maior é o número de transformadores em paralelo na linha que o sinal tem de passar antes de atingir o ponto indicado. As curvas em questão também mostram a tendência do crescimento da atenuação para uma determinada distância com o crescimento da freqüência. A rede aérea, combinada com os transformadores tem um efeito passa baixas.

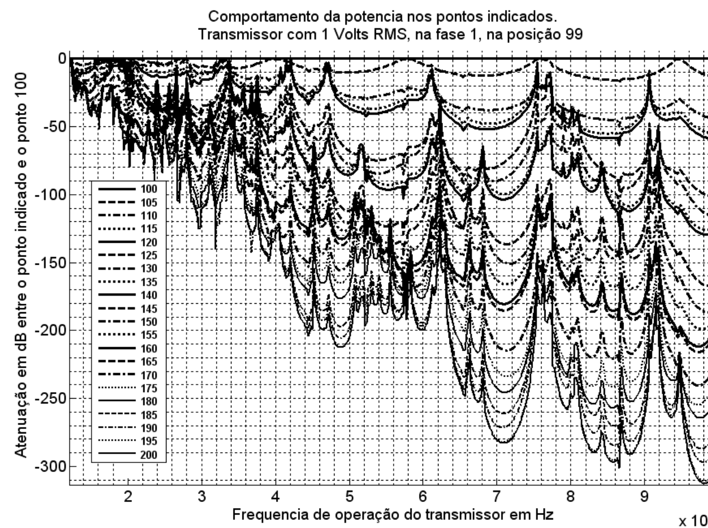


Figura 4.24: Efeito dos transformadores na atenuação observada

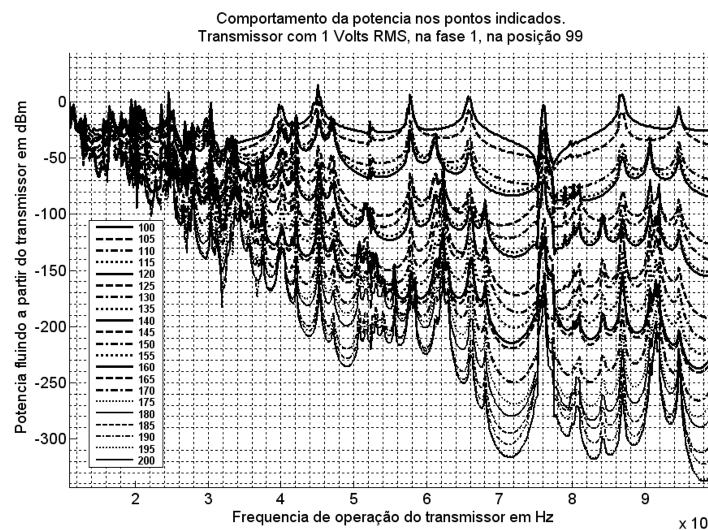


Figura 4.25: Efeito dos transformadores no fluxo de potência de sinal.

4.5 Simulação de um alimentador real

Utilizando a rotina denominada de $PRINCIPAL.m$, que consta no CD que acompanha este texto, é possível realizar ensaios de transmissão cujos resultados são válidos para freqüências entre 10kHz e 10MHz. A rotina, em seu estado atual, é capaz de analisar a transmissão de sinais em condutores nús em redes aéreas de distribuição. Entre os parâmetros que podem ser facilmente alterados em $PRINCIPAL.m$ estão o número de pontos em freqüência para análise e a escolha das freqüências iniciais e finais.

Nesta seção, $PRINCIPAL.m$ foi executada para gerar um registro de todos dos fasores de tensão e corrente. Os fasores são gerados para todos os condutores, para todas as freqüências analisadas e para todos os trechos entre postes. Cada ensaio foi realizado para um modo de transmissão e para o transmissor conectado em um trecho entre postes específico, além de ter de ser definido um tipo de solo sob a rede. Considerando dois ensaios diferentes em que: o transmissor está no mesmo ponto e foi definido o mesmo tipo de solo; os modos básicos de transmissão linearmente independentes podem ser combinados para gerar resultados para outros modos.

Para criar os resultados de resposta em freqüência com relação a potência foram executadas as funções $PlotaEvolPotencianorm.m$ e $PlotaEvolPotencia.m$. O objetivo principal destas funções é analisar como fluxo de potência disponível de sinal em cada ponto no alimentador evolui em relação a diversos fatores como: O afastamento em relação ao transmissor, os elementos conectados a rede, o modo de injeção de sinal e tipo de solo.

4.5.1 Conjunto de simulações apresentadas

Inserção de parâmetros e ensaio 1

Para gerar os dados do **ensaio 1** foi executado o comando:

PRINCIPAL

Após a execução do comando são requisitadas as seguintes entradas de usuário:

- Seleção do solo sob o alimentador: Quando aparece a pergunta relacionada a escolha do solo a resposta escolhida foi **15** seguida de **enter** para o ensaio 1. Isto significa a seleção do solo argila para esta simulação.

- Seleção do ponto de conexão do transmissor: Quando perguntado sobre o ponto em que o transmissor está conectado a resposta escolhida foi **140** seguida de **enter** para o ensaio 1. Significando que o transmissor está localizado neste ensaio entre os trechos entre postes 140 e 139.

- Inserção artificial de cargas: Quando aparece a sugestão para inserção de cargas artificiais, a resposta foi apenas **enter**. Isto indica que nenhuma carga adicional artificial foi inserida para o ensaio 1. No caso do usuário desejar inserir cargas ele deve digitar 1 seguido de enter e em seguida entrar com o valor da resistência série que quer inserir e a fase em que esta deve estar.

- Quando aparece a pergunta sobre a tensão do transmissor a resposta para o ensaio 1 foi [**1 1 1**] seguida de **enter**. Indicando que no ponto 140, para cada freqüência analisada, foram inseridas três fontes de $1V$ RMS. Ou seja $\vec{V}_{TX} = [1 \quad 1 \quad 1]^T$. Qualquer vetor linha de tamanho máximo igual ao número de fases da rede pode ser inserido. O vetor indica o valor RMS de fontes de tensão que irão se dispor em série com os cabos.

- Com relação a pergunta sobre as fases das fontes de tensão a resposta foi [**1 2 3**] seguida de **enter** para o ensaio 1. Isto indica que a primeira fonte de tensão estará em série com a fase 1, a segunda em série com a fase 2 e a terceira em série com a fase 3. De uma maneira geral este vetor está associado aos números dos condutores nos quais aparecem as tensões série anteriores.

A tabela 4.3 lista um resumo dos dados para o ensaio 1.

Tabela 4.3: Dados para o ensaio 1

Parâmetro	Valor	Descrição
Solo	15	$\varepsilon_r = 35 \quad \sigma_g = 500mS/m$
Posição Transmissor	140	
Cargas fictícias	X	
Tensões série	$[111]^T$	
Fases com fonte	[1 2 3]	

Ensaio 2

Para gerar os dados do **ensaio 2** foram utilizados os parâmetros descritos na tabela 4.4. A diferença em relação ao ensaio 1 é a mudança com relação ao solo sob a rede. O solo agora considerado tem parâmetros similares aos da areia seca.

Tabela 4.4: Dados para o ensaio 2

Parâmetro	Valor	Descrição
Solo	6	$\varepsilon_r = 5 \quad \sigma_g = 0.01mS/m$
Posição Transmissor	140	
Cargas fictícias	X	
Tensões série	$[111]^T$	
Fases com fonte	[1 2 3]	

Ensaio 3

A diferença entre o ensaio 3 e o ensaio 2 foi apenas o solo considerado sob o alimentador, no ensaio 3 foi considerado o solo água do mar, que é considerado um parâmetro de máxima condutividade para solos naturais. Para a água do mar a permissividade relativa adotada foi considerada $\varepsilon_r = 80$ e a condutividade $\sigma_g = 30000mS/m$.

Ensaio 4 e Ensaio 5

No ensaio 4 para simular as tensões do transmissor foi utilizado o vetor de tensões série igual a $\vec{V}_{TX} = [1 \quad 0 \quad -1]^T$ e no ensaio 5 o vetor $\vec{V}_{TX} = [1 \quad -2 \quad 1]^T$, o restante dos parâmetros se manteve igual aos do ensaio 2. Nota-se que estes vetores de tensão são ortogonais entre si e também aos vetores de tensão utilizados nos outros ensaios.

Ensaio 6 e Ensaio 7

O ensaio 6 difere do ensaio 2 pelo fato de que foi inserida uma impedância artificial de 1000Ω em série na fase 1 na posição 128, também difere pelo fato de que o transmissor foi simulado por apenas uma fonte de tensão série com a fase 1 de 1V RMS. Representando o modo de transmissão $\vec{V}_{TX} = [1 \quad 0 \quad 0]^T$. O restante dos parâmetros do ensaio 6 foram iguais aos do ensaio 2. O ensaio 7 diferiu do ensaio 6 apenas pelo valor simulado da impedância série do receptor

4.5.2 Impedância Enxergada pelo transmissor

Ensaio 1

Para análise da impedância de entrado do ensaio 1 foi executado o comando:

```
admitanciaModo=admitanciadeentradamodo([1; 1; 1],140,3)
```

Este comando lê a matriz de vetores TABELA_de_fasores para todas as freqüências da linha relacionada ao ponto 140 (segundo argumento) que deve ser o ponto do transmissor. O comando encontra para cada freqüência a admitância de entrada,$Y_{in,m}(\omega)$, para o modo de excitação em questão. Faz isto pela projeção do vetor de correntes, $\vec{I}(\omega)$, no ponto; sobre o vetor de tensões que foi especificado, $\vec{V}_{TX}(\omega) = [1 \quad 1 \quad 1]^T$ no caso, (primeiro argumento) para o transmissor. O terceiro argumento é o número de fases da rede. Esta projeção é feita segundo a equação 4.1. Na referida equação, $()^*$, denota a operação de conjugar e transpor.

$$Y_{in,m}(\omega) = \frac{\vec{V}^*(\omega)\vec{I}(\omega)}{\vec{V}^*(\omega)\vec{V}(\omega)} \tag{4.1}$$

Na figura 4.26 pode-se observar o módulo da impedância de entrada no ponto 140, considerando o modo comum de transmissão. A impedância foi encontrada pela simples inversão de $Y_{in,m}(\omega)$ para cada frequência. Nota-se que os valores variam em duas ordens de grandeza segundo a freqüência; entre 100Ω e $10^4\Omega$. Tal variação é consistente com o fato de que a rede elétrica aérea de média tensão apresenta descasamentos nos pontos de ramificação e de conexão das cargas. Na figura 4.27 pode-se observar a fase da mesma impedância em graus. Nota-se que esta impedância comporta-se em algumas faixas de freqüência como capacitiva, e em outras como indutiva, alternando entre estes estados nas freqüências de ressonâncias e de nulos espectrais.

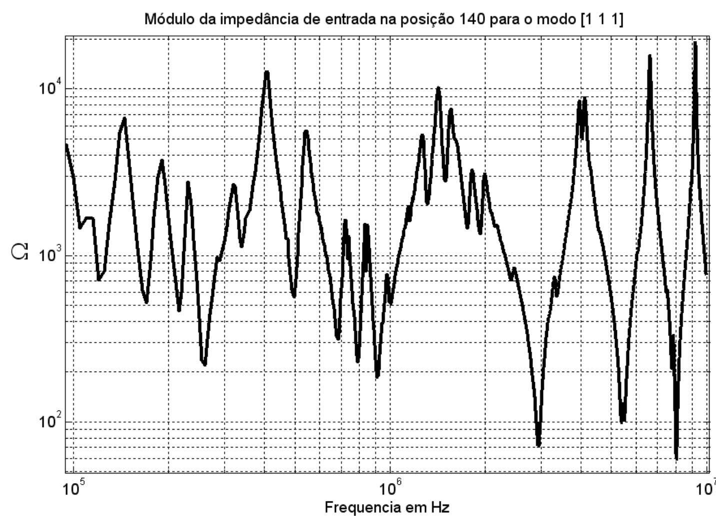


Figura 4.26: Amplitude da impedância de entrada, ensaio 1, modo comum.

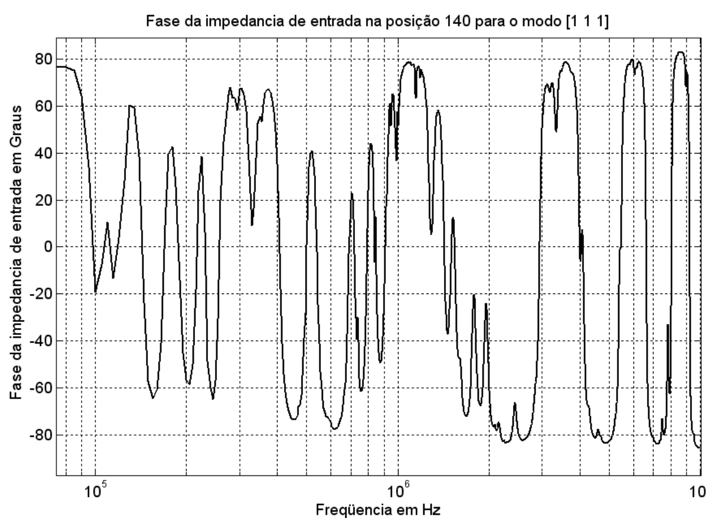


Figura 4.27: Fase da impedância de entrada, o ensaio 1, modo comum.

Ensaio 2

O comando executado para o ensaio 2 foi o mesmo do ensaio 1, mas como a rotina principal foi executada com parâmetro diferente para o solo o resultado para a impedância de entrada é diferente.

Pode-se notar nas figuras 4.28 e 4.29 que os valores para impedância de entrada cresceram, principalmente para as frequências entre $100kHz$ e $1MHz$, outro efeito apresentado

por este solo mais resistivo foi a apresentação de ressonâncias mais suaves para nesta faixa de freqüências. Pode ser observado na figura 4.29 que para as freqüências inferiores a parte real da impedância é da mesma ordem que a parcela reativa, coisa que não ocorreu para o ensaio 1 do solo mais condutivo.

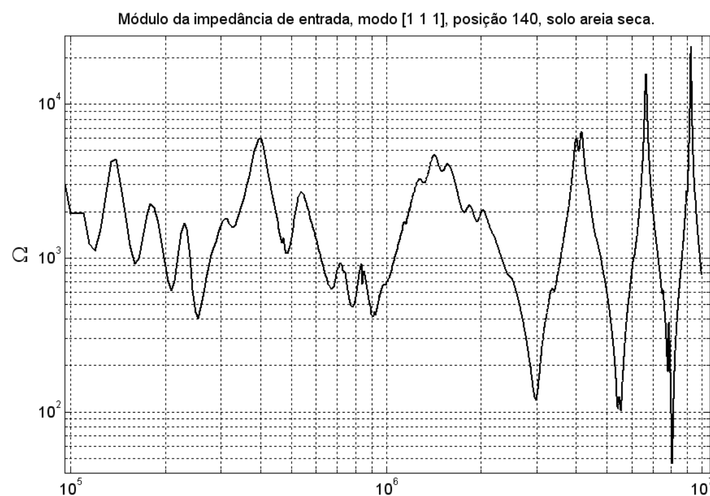


Figura 4.28: Amplitude da impedância de entrada, ensaio 2, modo comum.

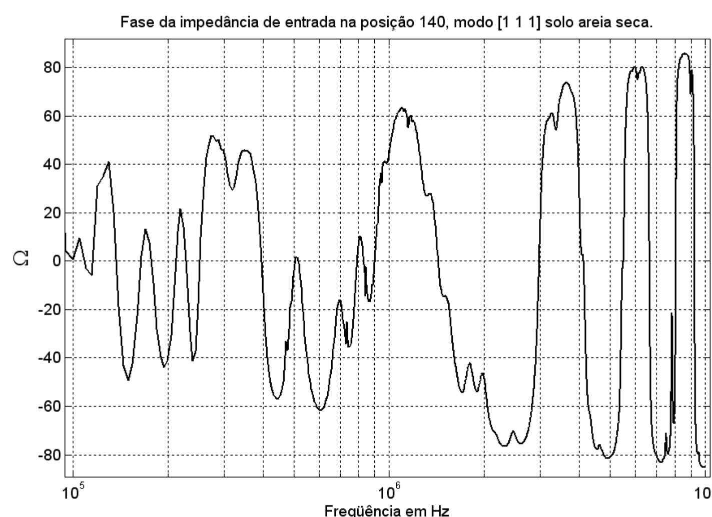


Figura 4.29: Fase da impedância de entrada, o ensaio 2, modo comum.

Ensaios 2,4 e 5

As figuras 4.30 e 4.31 mostram os resultados para os ensaios 2, 4 e 5. É interessante notar que o efeito de suavização da oscilação da impedância com a freqüência que o solo

pouco condutor realiza só se pronuncia para a impedância de modo comum. Os dois modos diferenciais de excitação $[1 \quad 0 \quad -1]$ e $[1 \quad -2 \quad 1]$ apresentam impedância de entrada muito similar não sendo perceptível visualmente a diferença no gráfico.

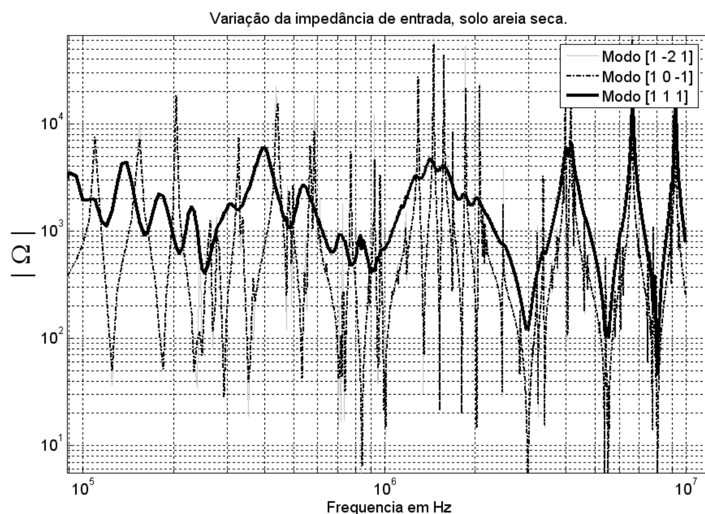


Figura 4.30: Impedancia modal de entrada no ponto 140

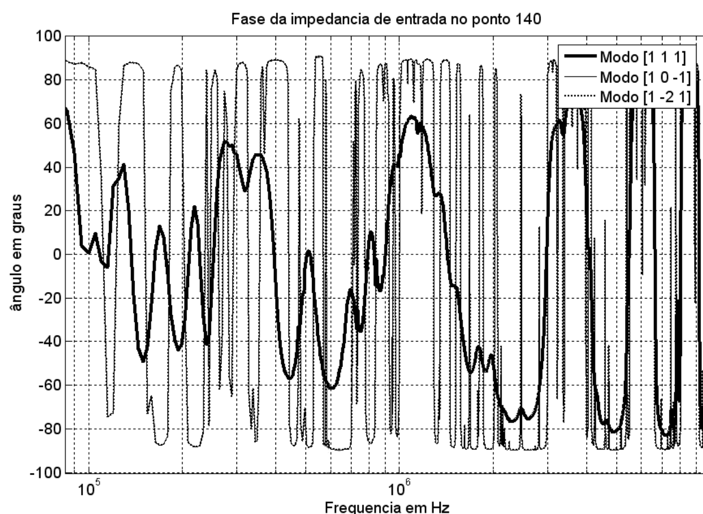


Figura 4.31: Fase da Impedancia modal de entrada no ponto 140

Ensaio 2 sem cargas

Para avaliar o efeito dos transformadores e bancos de capacitores na impedância enxergada pelo transmissor, foi realizado novamente o ensaio 2 só que desta vez com todas

as cargas desconectadas, o efeito sobre o módulo da impedância pode ser visto na figura 4.32, nota-se uma impedância de modo comum com nulos e ressonâncias menos profundos do que os observados na figura 4.28 principalmente em freqüências acima de 1MHz.

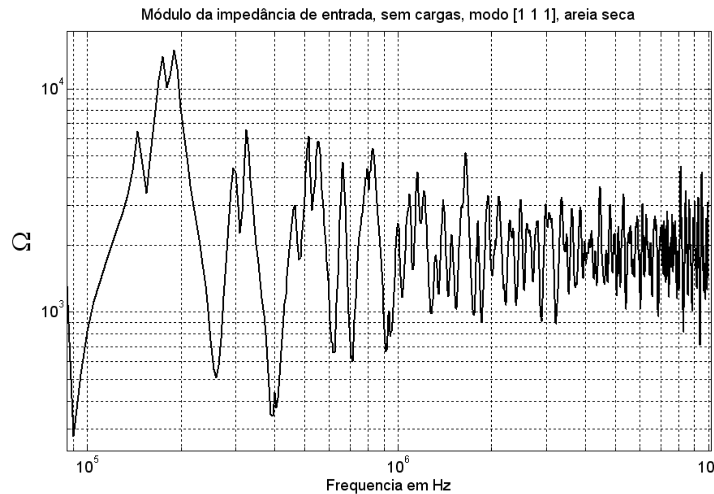


Figura 4.32: Módulo da impedância de entrada ensaio 3 sem cargas.

4.5.3 Atenuação e potência disponível, influência da distância

Ensaio 1

Após a execução do comando $PRINCIPAL.m$ para o ensaio 1 é possível a realização de avaliações sobre como o sinal se distribui no alimentador nesta condição.

A figura 4.33 mostra a localização de alguns pontos analisados. O ponto 139 está imediatamente próximo das fontes de tensão que representam o transmissor. O ponto 134 está a aproximadamente 90 metros do transmissor e entre este o transmissor há apenas um transformador de distribuição. O ponto 128 está a aproximadamente 220 metros do transmissor e entre estes existem três transformadores nas distâncias de 60, 115 e 160 metros. Entre o ponto 97 distante 320 metros e o transmissor existem quatro transformadores e uma ramificação na altura de 240 metros. O ponto 88 dista 440 metros do transmissor e entre estes existem 4 transformadores e 3 ramificações. Para o ponto 91 acrescentam-se mais 90 metros e duas ramificações.

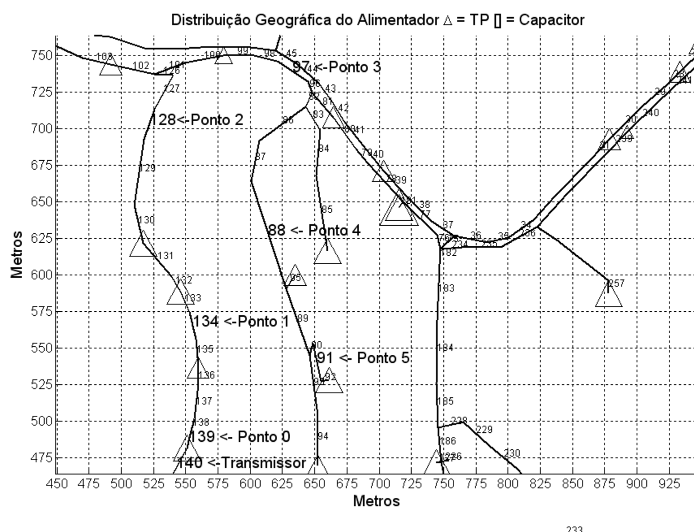


Figura 4.33: Primeiro conjunto de pontos analisados no ensaio 1

Na figura 4.34 são exibidas as curvas de atenuação para os pontos em questão, os pontos foram gerados com a utilização da função *PlotaEvolPotencianorm.m* que lê e plota os dados dados de potência calculados a partir pela rotina *PRINCIPAL.m*. Toda a potência que atravessa o ponto, no sentido de afastamento do transmissor, é computada. A função *PlotaEvolPotencianorm.m* plota uma comparação em dB entre a potência em cada ponto e a potência no primeiro ponto. Na figura 4.34 vemos os resultados para os pontos da figura 4.33 em toda a faixa de freqüências analisada. Na figura 4.35 são realçados os resultados para a faixa PLC banda estreita e na figura 4.36 são realçados os resultados numa faixa intermediária.

O comando utilizado foi:

```
PlotaEvolPotencianorm([139 134 128 97 88 91],t,fase,Tensao,S,freq_angular)
```

Na figura 4.34 percebe-se o resultado amplamente difundido de que a atenuação nas rede elétricas tem uma tendência de crescimento com a freqüência. Esta tendência, nítida na figura 4.34, nas figuras 4.35 e 4.36 aparece mascarada pela grande quantidade de nulos e ressonâncias espectrais presentes devido a complexidade da rede analisada.

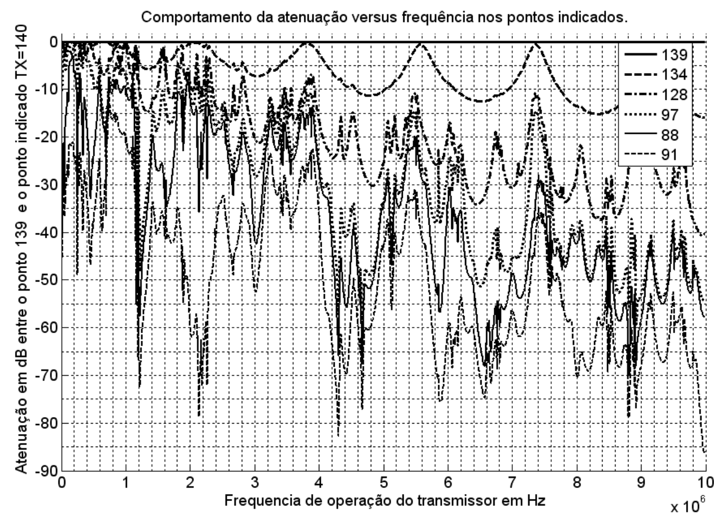


Figura 4.34: Atenuação em dB desde 139. Ensaio 1

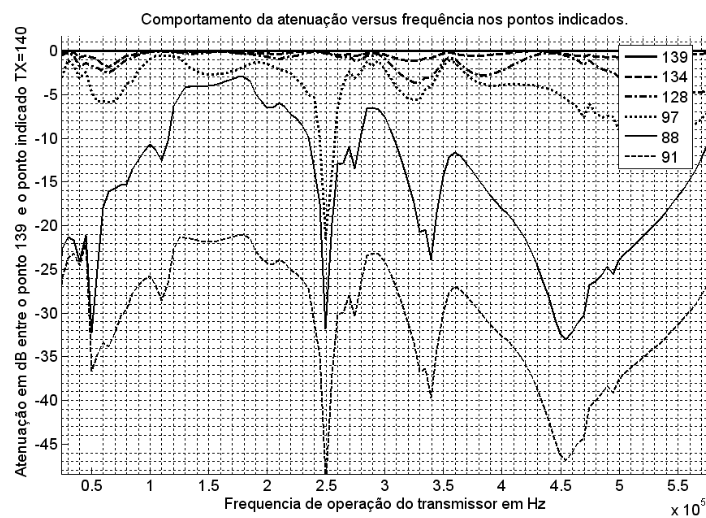


Figura 4.35: Atenuação em dB desde 139. Ensaio 1

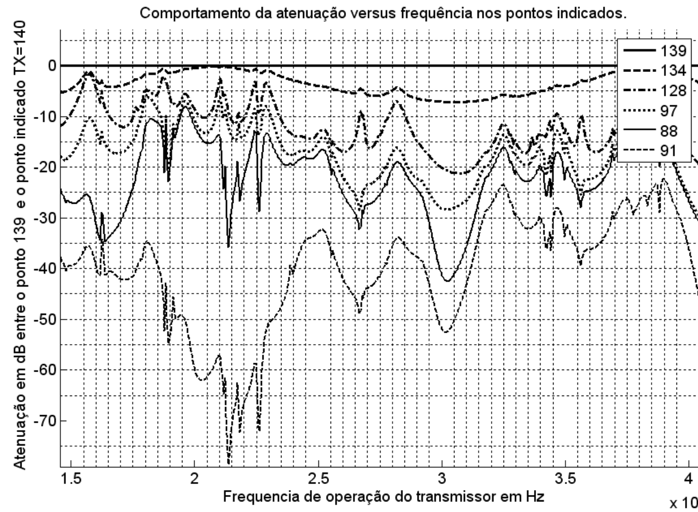


Figura 4.36: Atenuação em dB desde 139. Ensaio 1

Para geração dos resultados apresentados nas figuras 4.37 e 4.38 foi utilizada a função $PlotaEvolPotencia.m$ após a execução de $PRINCIPAL.m$ para o ensaio 1. Este comando plota a parte real da potência absoluta fluindo em cada ponto para distante do transmissor. Isto significa que o efeito da variação da impedância de entrada nas diversas freqüências também afeta este resultado.

O comando utilizado foi:

```
PlotaEvolPotencia([139 134 128 97 88 91],t,fase,Tensao,S,freq_angular)
```

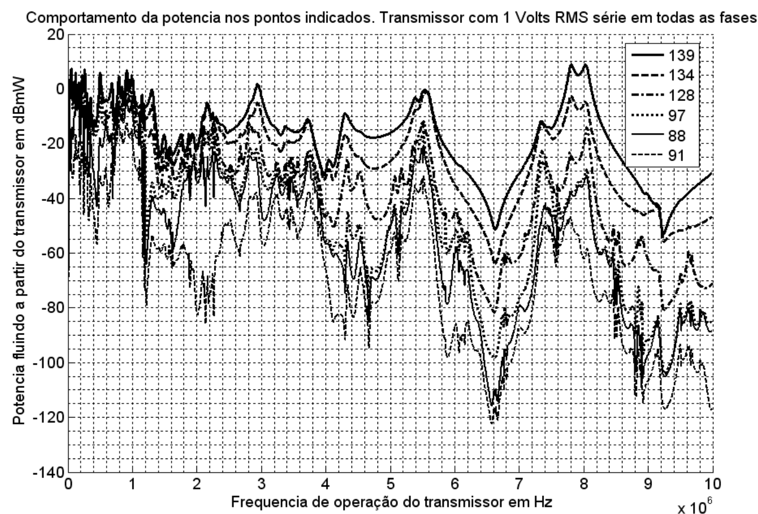


Figura 4.37: Potência em $dBmW$ fluindo a partir do transmissor

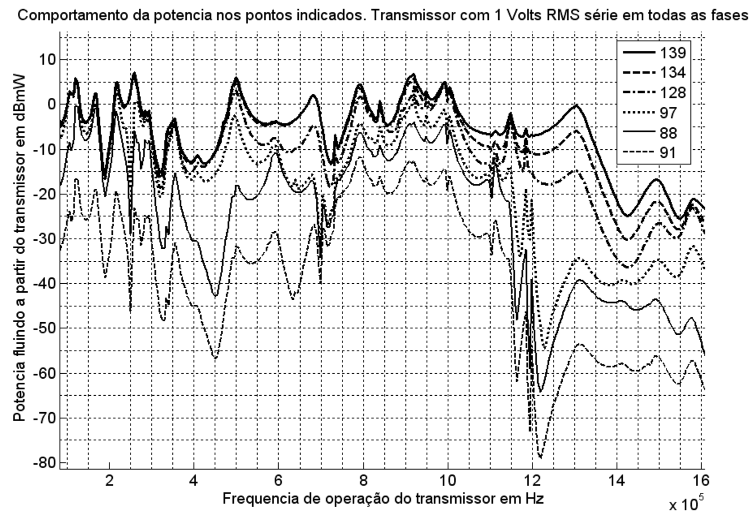


Figura 4.38: Potência em $dBmW$ fluindo a partir do transmissor

Para uma mesma execução da função $PRINCIPAL.m$ quaisquer pontos no alimentador podem ser observados, por exemplo a figura 4.39 mostra um outro conjunto de pontos analisados. Os resultados são exibidos nas figuras 4.40 e 4.41

Para este conjunto foi executada a função:

```
PlotaEvolPotencianorm([139 128 235 241],t,fase,Tensao,S,freq_angular)
```

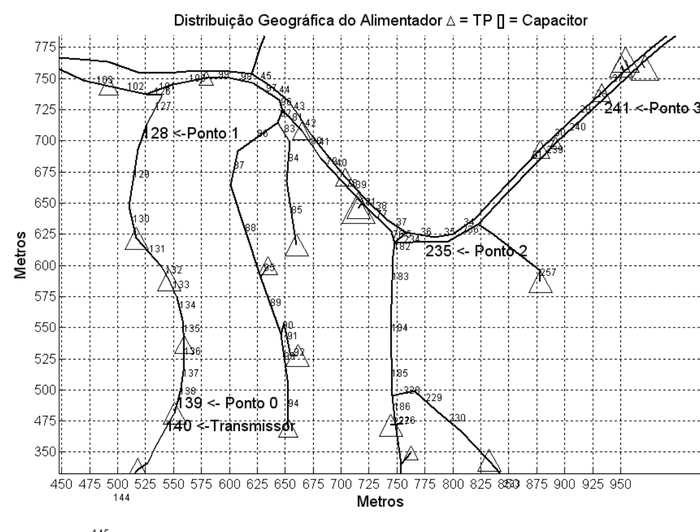


Figura 4.39: Segundo conjunto de pontos analisados no ensaio 1

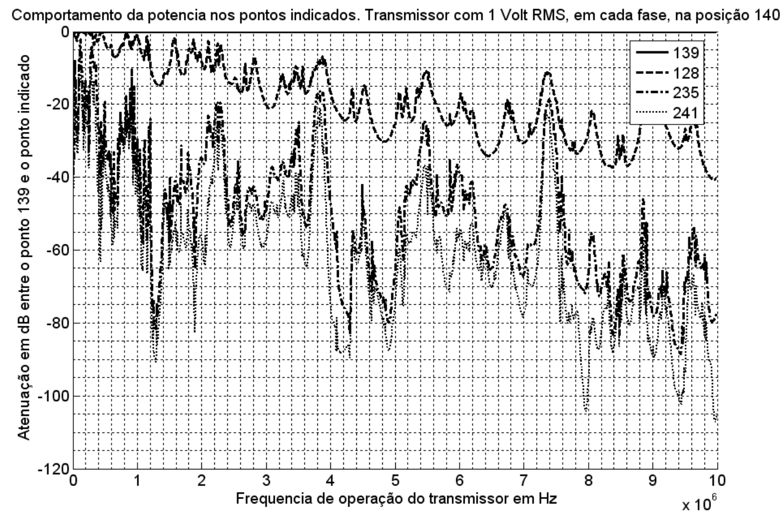


Figura 4.40: Atenuação desde 139, segundo conjunto de pontos

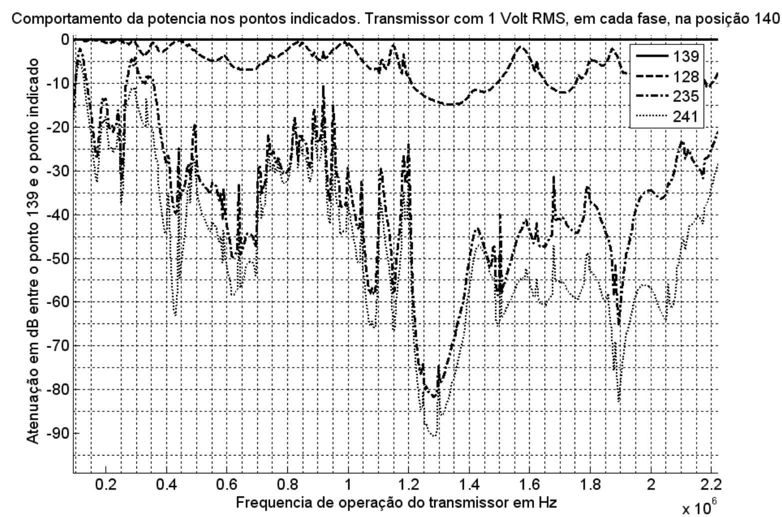


Figura 4.41: Atenuação desde 139, segundo conjunto de pontos

4.5.4 Atenuação e potência disponível, influência do solo

Ensaio 2

Executando o comando abaixo para o ensaio 2 obtem-se a figura 4.42. que é similar a figura 4.34 mas pode-se notar que os nulos e ressonâncias são menos pronunciados.

```
PlotaEvolPotencia([139 134 128 97 88 91],t,fase,Tensao,S,freq_angular)
```

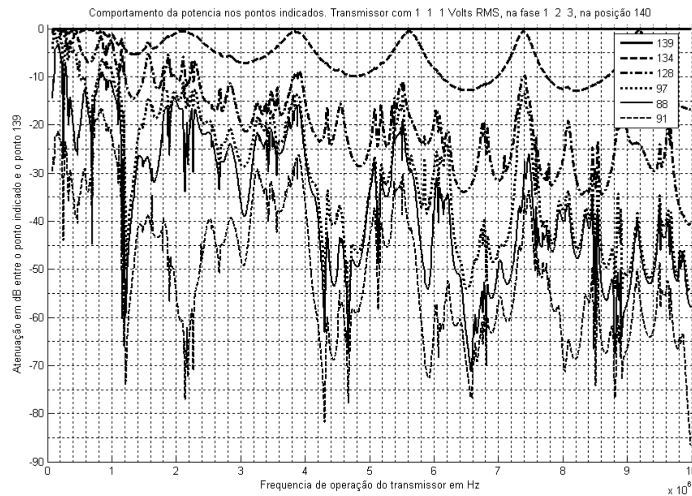


Figura 4.42: Atenuação em dB desde 139. Ensaio 2

A figura 4.43 demonstra claramente a influência do solo na atenuação manifestada entre dois pontos do alimentador. Pode-se observar que o solo mais condutivo do ensaio 3, água salgada, manifesta ressonâncias bastante mais acentuadas na curva, além disso, mostra uma atenuação menor que a atenuação sofrida quando o solo é pouco condutivo como é o caso da areia seca, ensaio 2.

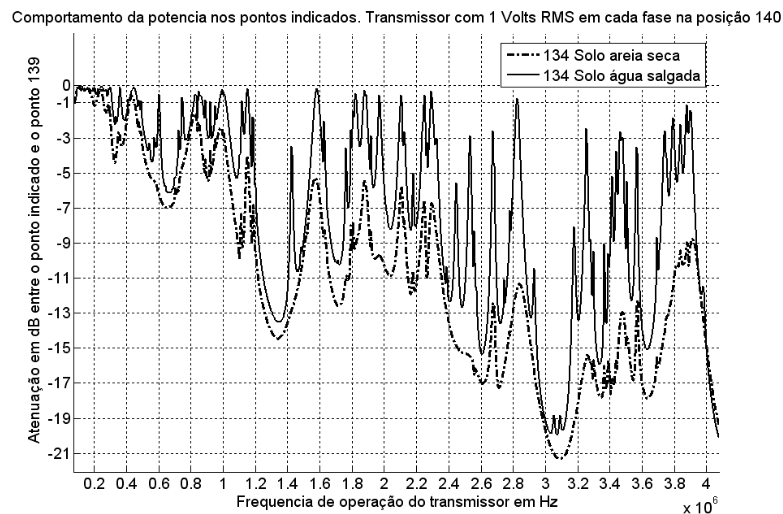


Figura 4.43: Influência do solo na atenuação 139 - 134

4.5.5 Atenuação entre Transmissor e receptor

Ensaios 6 e 7

Para gerar a figura 4.5.5 foi realizado o ensaio 6, seguido da sequencia de comandos:

```
[Gdb,Ptx,Prx]=RespostaDeGanho([1; 0; 0],140,128,[1000; 0; 0],3);
figure(1)
hold on
plot(freq_angular(1:(end-2)),Ptx+30);
plot(freq_angular(1:(end-2)),Prx+30);
```

Em seguida o ensaio 7 foi executado seguido da sequencia de comandos:

```
[Gdb,Ptx,Prx]=RespostaDeGanho([1; 0; 0],140,128,[10000; 0; 0],3);
plot(freq_angular(1:(end-2)),Ptx+30);
plot(freq_angular(1:(end-2)),Prx+30);
```

O comando *RespostaDeGanho*, executado após $PRINCIPAL$ gera a potência em dBW, o primeiro argumento é o valor RMS das tensões série no transmissor em cada condutor, o segundo argumento é o ponto do transmissor, o terceiro argumento é o ponto do receptor, o quarto é o valor das impedâncias série que representam o receptor, o último argumento é o número de fases da rede.

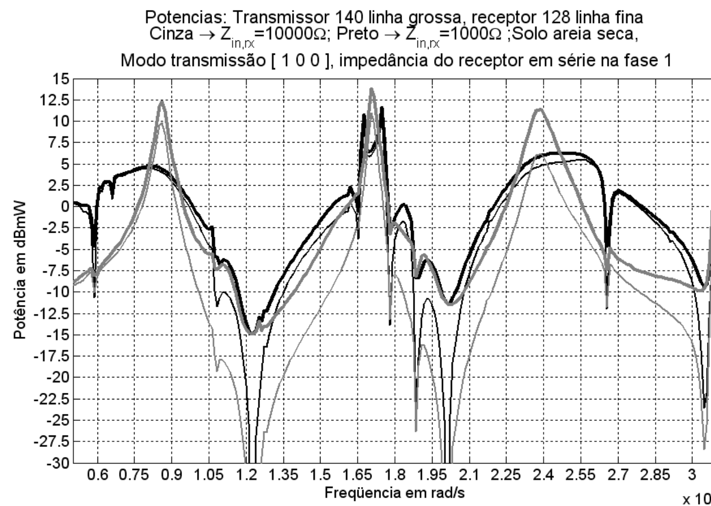


Figura 4.44: Influência da impedância de entrada do receptor na potência total transmitida e na potência consumida na recepção. Transmissor na posição 140, receptor na posição 128. Modo de transmissão [1 0 0] receptor na fase 1. Solo Areia seca

A figura 4.5.5 mostra que a impedância de 1000Ω teve desempenho bastante superior ao que foi apresentado pela impedância 10 vezes maior. Para esta impedância uma maior potência deixou o transmissor para praticamente todas as freqüências da análise e também ocorreu uma menor atenuação. Isto pode ser justificado pelo fato de que as impedâncias de entrada da rede aérea tanto para os modos diferenciais como para o modo comum

oscilam em torno de um valor da ordem de grandeza de 1000Ω apesar das ressonâncias apresentadas. Ou seja, apesar de não haver casamento a impedância de 1000Ω chega muito mais perto de fazer isto do que a impedância de 10000Ω. O mesmo resultado pode ser confirmado pela observação da figura 4.45. Ela foi gerada com parâmetros similares aos da figura só diferindo em relação ao solo sob o alimentador.

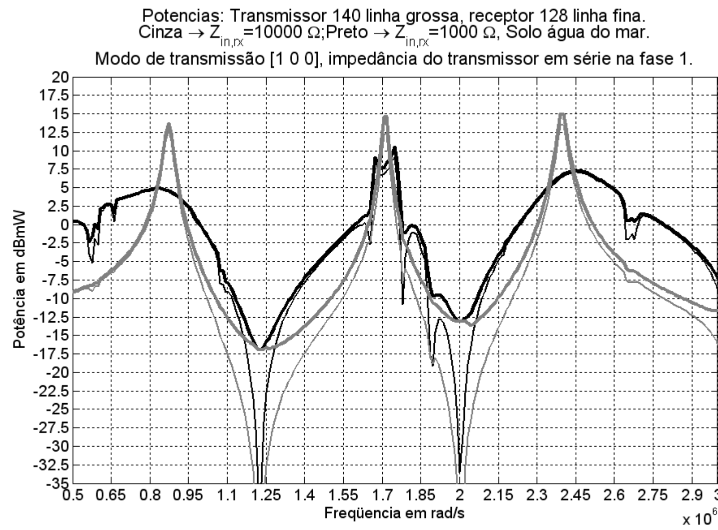


Figura 4.45: Influência da impedância de entrada do receptor na potência total transmitida e na potência consumida na recepção. Transmissor na posição 140, receptor na posição 128. Modo de transmissão [1 0 0] receptor na fase 1. Solo água do mar.

Capítulo 5

Conclusões

5.1 Análise de resultados alcançados

Pode-se considerar que todos os objetivos propostos foram alcançados. Os resultados obtidos podem ser utilizados:

- Para orientar a escolha da técnica de acoplamento a ser empregada.
- Como parte dos resultados referentes a simulação de um canal PLC.
- Para orientar o correto posicionamento dos transceptores numa rede de média tensão.
- Para ajudar na determinação da influência dos parâmetros da rede sobre os canais que se formam.

Os algorítmos desenvolvidos se mostraram capazes de fornecer resultados importantes para o dimensionamento correto dos circuitos de acoplamento indutivo que podem ser empregados em diversas situações diferentes de configuração de uma rede aérea de média tensão. Os algorítmos foram capaz de derivar corretamente a influência da topologia da rede dos transformadores presentes, do solo analisado e de uma maneira geral de todos os fatores de influência considerados.

As rotinas desenvolvidas foram capazes de tratar os dados de um alimentador completo e considerar a presença de um número maior do que 500 trechos entre postes e 50 transformares de distribuição simultaneamente. A execução nesta situação leva não mais do que $20min$ para gerar os fasores resultado para todos os 500 trechos analisados e para 1000 pontos em freqüência num total de 500.000 vetores com 6 números complexos, representando os fasores de corrente e tensão em nos três condutores de uma rede trifásica. O tempo de execução considerado foi avaliado em um computador Pentium IV Dual Core de 3.0GHz.

As curvas em freqüência obtidas podem ser facilmente combinadas com dados relativos ao ruído de média tensão para formar modelos de canais possíveis. Rotinas foram desenvolvidas para permitir a criação de alimentadores fictícios para permitir a consideração de topologias e cargas hipotéticas que permitem a consideração de como os parâmetros básicos da rede de distribuição primária afetam a distribuição dos sinais PLC de alta freqüência.

As rotinas desenvolvidas se mostraram capazes de tratar e considerar corretamente os dados originados a partir de bases de dados cadastrais utilizadas por companhias de fornecimento de energia.

5.2 Dificuldades encontradas

Durante a implementação e a execução das rotinas foi percebido que o método do espelhamento apresentou sempre resultados consistentes com sua proposta, não apresentando imprecisões numéricas até comprimentos de linha da ordem de $2000km$.

Apesar disso, para comprimentos de linha superiores a $10km$, para solos muito resistivos $\sigma_g < 0,01mS/m$ em algumas situações a operação conjunta dos métodos de consideração do solo de D'Amore e Sarto ou do método de Carson levaram a resultados imprecisos. À geração destas imprecisão atribuiu-se ao fato de que os referidos métodos são aproximações e não formulações exatas. Também ao fato de que a atenuação manifestada é de ordem superior quando o solo é considerado. Valores de Atenuação muito intensos em relação a representação numérica utilizada, por vezes tornaram imprecisas as inversões matriciais utilizadas na metodologia aqui exposta. Mesmo assim, a análise de comprimentos de extensão inferior à 10km, foi corretamente realizada e possibilita o estudo de um grande número de alimentadores de linhas aéreas de média tensão.

5.3 Proposta de trabalhos futuros

Implementação utilizando a linguagem "C"

No desenvolvimento deste trabalho uma possibilidade aventada foi a realização de uma nova implementação da mesma lógica presente nas rotinas desenvolvidas, desta vez utilizando a linguagem C. Esta nova implementação teria duas finalidades principais. A primeira finalidade seria tornar todo o processo de simulação extremamente mais veloz, visto que o C é uma linguagem compilada ao invés dos scripts MATLAB que são interpretados. A segunda finalidade seria tornar as simulações independentes do MATLAB visto que este é uma ferramenta de custo elevado que nem sempre está disponível para as companhias fornecedoras de energia ou para as empresas do mercado de telecomunicações.

Implementação para um número qualquer de condutores.

Toda a lógica desenvolvida no capítulo 3 é a mesma independentemente do número de condutores da rede ramificada em análise. Apesar disso em alguns cálculos efetuados foram realizadas restrições desnecessárias para a situação com três condutores.

Possibilitar a análise de redes mistas

Analisando os algebrismos utilizados em todo o processo, nota-se que é possível facilmente a inclusão em uma mesma análise de redes ramificadas e conectadas que tenham

um número diferente de condutores. Para isto basta apenas que seja dada uma atenção especial aos pontos de interface entre as redes de diferentes tipos.

Comparação dos resultados com medições de campo próprias

Apesar das comprovações existentes na literatura, de que as teorias utilizadas em conjunto neste trabalho normalmente levam a resultados bastante precisos, para referendar os resultados aqui obtidos ainda são necessários mais dados de medições de campo para situações similares. Assim, todo o método poderá ter o seu desempenho corretamente avaliado. Para esta finalidade, entre outras, foi desenvolvido na UFBA o protótipo de comunicação e avaliação ilustrado na figura 5.1 que em brevemente entrará em fase de testes em linha viva.

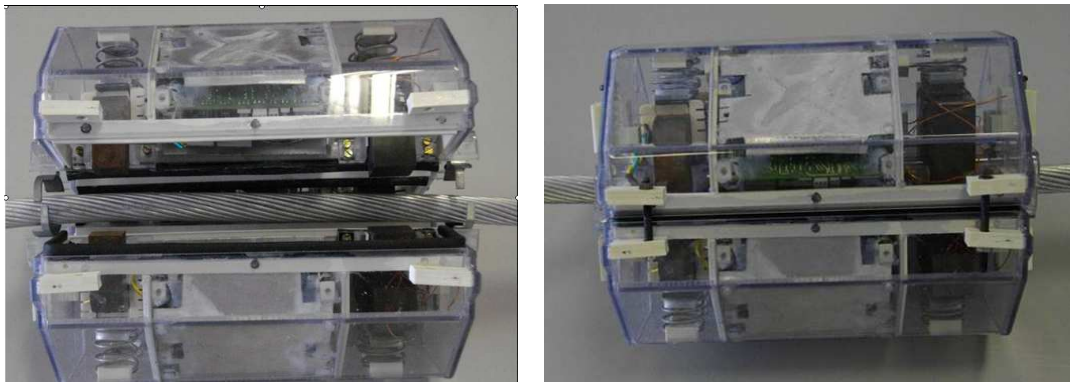


Figura 5.1: Protótipos para avaliação de canal PLC. @UFBA

Apêndice A

Cenário da tecnologia PLC

A.1 Histórico

Comunicação pela rede elétrica, PLC ”Power Line Communications”, é o uso das redes de transmissão e distribuição de energia para fins de comunicação ; A idéia principal em se fazer esta utilização é a redução dos custos de instalação de uma nova rede de telecomunicações [Hrasnica et al. 2004]. A chave para que isto seja atingido é a possível separação entre o sinal comunicante de frequencia superior a 1kHz e o sinal de potência da rede elétrica, que opera a 50Hz ou 60Hz.

A.1.1 CTP

Assim que a eletrificação tornou-se um bem acessível as populações, cobrindo grandes áreas e distâncias; a idéia de enviar dados utilizando esta infra estrutura tornou-se uma promessa atrativa [Dostert 2001]. Assim, a comunicação de dados utilizando as linhas de potência não é algo novo, com o primeiro sistema de transmissão de Ondas Portadoras em Linhas de Alta Tensão (OPLAT), em inglês CFS (Carrier Frequency System) ou CTP(Carrier Transmission over Power lines) tendo atingido a distância de 500Km com uma potência transmitida de 10W [Dostert 1997] em 1922 usando freqüências entre 15kHz e 500kHz.

As primeiras aplicações permitiam apenas a utilização de baixas taxas de transmissão, sendo que o foco principal da tecnologia foi a transmissão de sinais de voz, sinais para telecomando, telecontrole e supervisórios. Visando principalmente o uso interno pelas fornecedoras de energia.

A topologia da rede elétrica tem diferentes características quando os fins são transmissão; quando são utilizadas altas tensões da ordem de centenas de kV (110-380kV) e as linhas geralmente não apresentam ramificações; ou quando o fim é distribuição, utilizando linhas de média tensão na rede primária (10-30kV) e baixa tensão na rede secundária (0,1-0,6kV) bastante ramificadas.

Foi considerado que as redes de transmissão poderiam ser utilizadas para enviar dados através de grandes distâncias, o fato de não serem ramificadas torna possível a criação de caminhos isolados para o sinal de alta frequência, como pode ser visto no exemplo de acoplador para alta tensão, figura A.1 retirada de [IEEE 1980]. Sistemas como este

foram largamente utilizados, inclusive no Brasil onde foram chamados de OPLAT, mantendo enlaces de comunicação entre subestações e entre subestações e usinas de geração [Cavalcanti 2004]. Possuindo as seguintes características:

- Transmissão bi direcional.
- Impedância característica bem definida (Possibilidade de casamento de casamento de impedâncias no acoplador).
- Frequências entre 15kHz e 500kHz.
- Baixa potência transmitida (poucas dezenas de watts).
- Pequena atenuação, em torno estimada entre 4dB e 20dB por 100km.

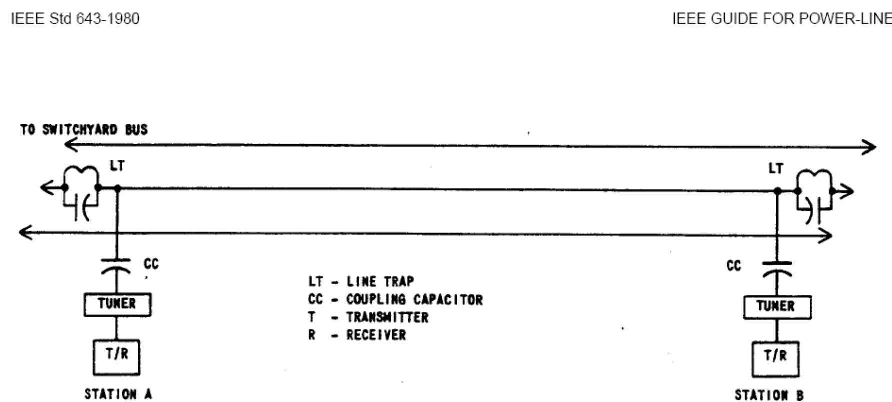


Figura A.1: Caminho isolado para o sinal de alta freqüência na rede de alta tensão a partir da utilização de "Line Traps". @IEEE

Apesar de existirem atualmente, os sistemas assim foram em sua maioria substituídos por enlaces alternativos utilizando fibra ótica ou enlaces GPRS (General Packet Radio Service) devido ao alto custo do equipamento e atual maior disponibilidade dos links dedicados de telecomunicações.

A.1.2 RCS

Nas redes de distribuição, que apresentam elevado grau de ramificação o sistema inicialmente utilizado foi o RCS (Ripple Carrier Signaling) tendo como maior objetivo o gerenciamento de cargas e telecontrole. As primeiras instalações datam de 1930, com o projeto "Telenerg"da Siemens e o "Trankommando"da AEG de 1935.

Não é possível, no caso das redes de distribuição, isolar um caminho para o sinal comunicante de alta freqüência, pois deseja-se que o sinal passe pelos transformadores abaixadores e atinja todos os equipamentos de interesse da fornecedora de energia; para

isto, as freqüências utilizadas estavam entre 125 e 3kHz, o que faz com que a potência necessária dependa da carga instantaneamente conectada, exigindo do transmissor, geralmente instalado nas subestações, altas potências entre 10kW a 100kW tipicamente [Dostert 2001] para manter tensões de sinal nos receptores entre 1/1000 a 5/1000 da tensão nominal.

No início do RCS o sistema de modulação utilizado foi o ASK, não existindo na época as refinadas técnicas de modulação e codificação existentes atualmente, como o caminho da informação era unidirecional, a maneira de se atingir confiabilidade foi a utilização de baixas taxas, com símbolos cuja duração poderia chegar até a 8 segundos, o que permitia aos receptores rejeitar o ruído impulsivo de curta duração, além de utilizar um sistema de multiplexação no tempo especial. O objetivo das companhias de eletricidade era estabelecer um enlace de comunicação ponto-multiponto unidirecional, atingindo seus equipamentos na rede de média e baixa tensão.

A.2 A tecnologia PLC

Apesar da longa idade, a tecnologia industrial para produção em massa de equipamentos de comunicação em linhas de potência está nos seus passos iniciais, justificando o esforço ainda vigente em busca de uma normatização mundialmente aceita. A redução dos custos de fabricação dos modens digitais de banda larga para PLC é devida ao avanço recente das técnicas de miniaturização, processamento digital de sinais e codificação. A possibilidade de um preço popular e o aumento da qualidade de serviço que pode ser oferecido são os motores principais da atual atração do mercado mundial e brasileiro pela tecnologia. Inúmeras companhias já estão com a pesquisa bastante avançada e já começaram a comercializar seus produtos. O “PLC Forum”, associação internacional de fornecedoras de energia, fabricantes de equipamentos para PLC, universidades, órgãos regulatórios e associações nacionais já conta com mais de uma centena de membros interessados na tecnologia.

A.3 A influência da topologia da rede

Pode ser dito que a escolha da tensão de operação adequada adequada, em uma rede de energia, é uma solução de compromisso entre a facilidade, custo ou risco entre outros fatores; para as atividades de instalação, operação ou manutenção.

De uma maneira geral a escolha de uma tensão mais elevada implica em menor custo de instalação, principalmente quando as distâncias envolvidas são grandes, devido a conseqüente redução nas correntes e nas bitolas necessárias. Apesar disso o uso de tensões maiores implica em maiores custos e riscos de operação e manutenção, devido as dificuldades crescentes para a isolação e os procedimentos e equipamentos de segurança que devem ser adotados. Os argumentos justificam o uso de diferentes tensões para geração, transmissão, distribuição primária e secundária.

Uma classificação importante para os sistemas PLC é segundo a tensão do sistema de fornecimento de energia ao qual estejam conectados; ou seja, baixa tensão, média tensão

ou alta e extra alta tensão. Cada tensão de operação da rede, assim como cada aplicação a que esta se destina: geração, transmissão, subtransmissão e distribuição primária e secundária implicam em dificuldades diferentes no estabelecimento da comunicação. As figuras A.3 e A.2 retiradas do documento [Vazquez et al. 2005] ilustram a divisão do sistema elétrico com clareza.

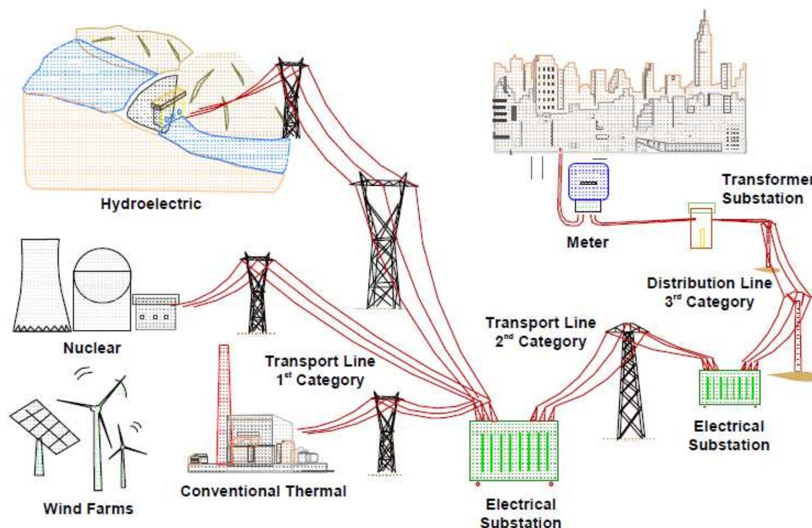


Figura A.2: Geração, transmissão e distribuição. @OPERA.

A.3.1 PLC em baixa tensão

Consumidores atendidos em baixa tensão, são os conectados a tensões nominais até 1000 Volt, tipicamente 208,220,230,380,400,440,480 ou 680 Volt entre fases; estas tensões são utilizadas na rede de distribuição secundária para atendimento de consumidores domésticos ou industriais requisitantes de baixa potência.

Os sistemas de telecomunicações “normais”trabalham com impedâncias casadas, estes casamentos evitam a presença de reflexões indesejadas. Nos sistemas de fornecimento de energia em baixa tensão não há preocupação com o casamento de impedâncias, condutores e instalações tem diferentes impedâncias características no mesmo sistema, as cargas tem impendâncias variadas, e muitos feixes de condutores terminam em aberto. A conseqüência imediata é o aparecimento de nulos e ressonâncias espectrais nas funções de transferência entre transmissor e receptor de um canal PLC. Em baixa tensão também é constante a conexão e desconexão de cargas, o que provoca conseqüentemente a constante alteração do canal de comunicação enxergado. Como as redes de baixa tensão (BT) são bastante ramificadas, a impedância de entrada da rede, enxergada pelo modem, pode mudar devido ao ponto de acesso em questão, muda também devido a alteração do conjunto de cargas ligadas durante o momento da transmissão. Um dos principais problemas para a comunicação PLC em BT é “imprevisibilidade”do canal de comunicação

Outro problema presente é o fato de que as cargas presentes injetam ruído capaz de

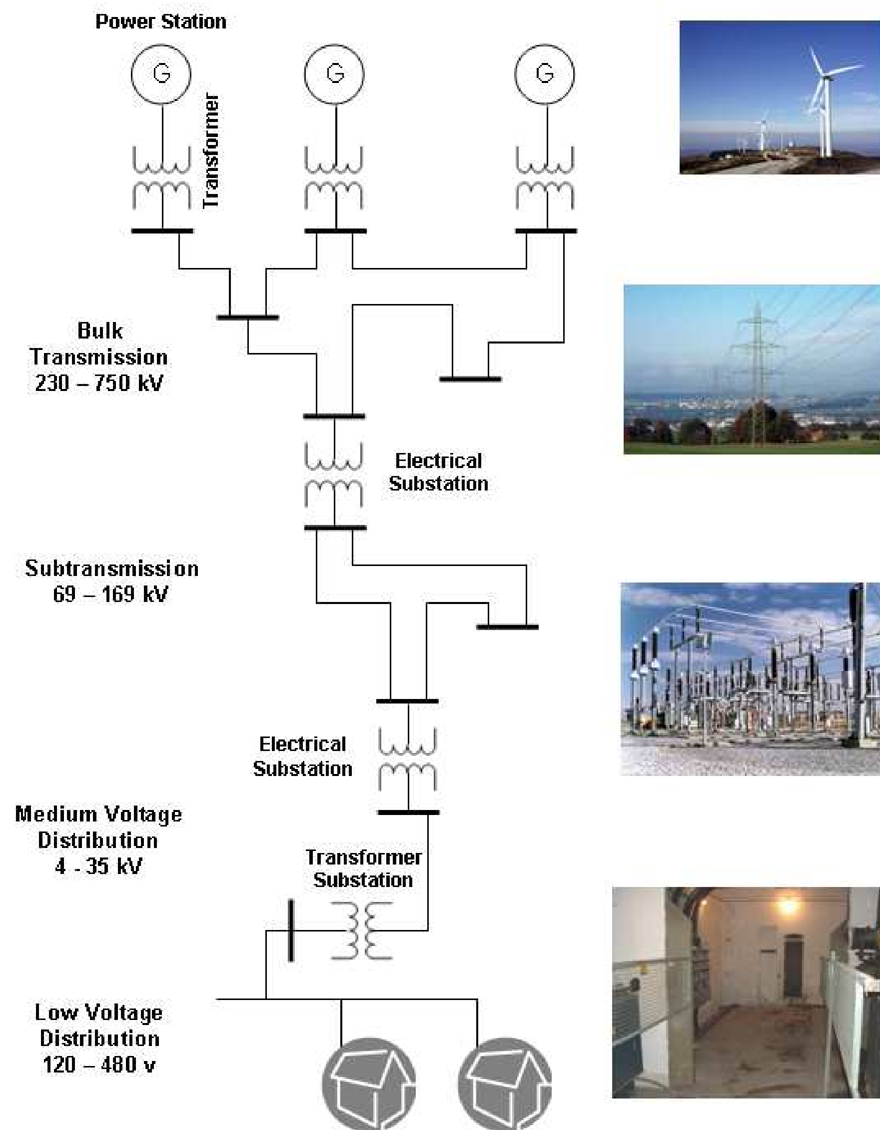


Figura A.3: Divisão da rede para fornecimento de energia. @OPERA.

interferir no sinal comunicante (PLC) [Chang et al. 2002] [Hooijen 1998*a*]. Este ruído pode ser:

- Síncrono com a rede, como as harmônicas injetadas por retificadores presentes na maioria das fontes eletrônicas.
- Assíncrono com a rede, como o ruído injetado na freqüência de varredura de monitores e televisores.
- Impulsivo, como o ruído provocado por fontes chaveadas e pela conexão e desconexão de cargas.

- Espectralmente plano na faixa de interesse, como o ruído gerado por motores universais.

A variação da quantidade e tipo das cargas conectadas faz com que o ruído varie em intensidade, tipo e conteúdo espectral, a figura A.4 apresentada em [Hooijen 1998*a*], mostra a distribuição de potência de ruído na Banda A 9-95kHz da norma CENELEC, as medidas foram realizadas no barramento "Outdoor"de baixa tensão com 400 consumidores conectados. A figura A.4 mostra os percentis para os espectros de potência de ruído medidos em um analisador Hewlett Packard HP8591E usando o acoplamento da figura A.5.

São tantos os tipos de ruído que se estabelecem, com tal intensidade e imprevisibilidade; são tantos os problemas de imprevisibilidade sobre as funções de transferência que se formam; que as linhas BT foram simplesmente consideradas um "canal horrível"por alguns autores [Biglieri 2003].

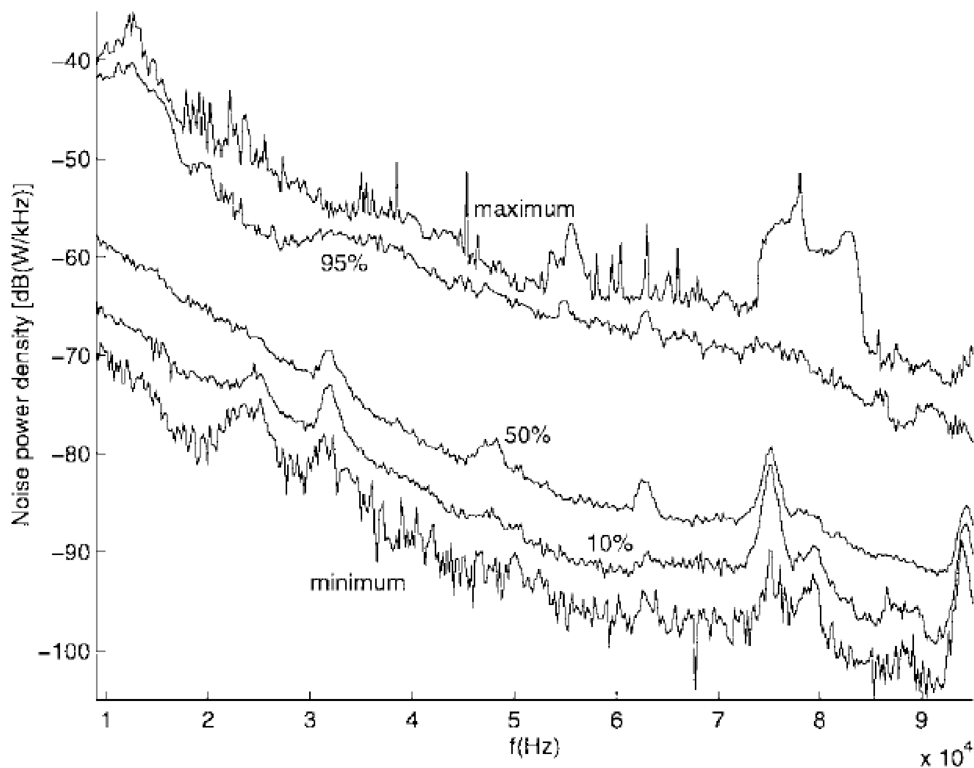


Figura A.4: Distribuição de potência de ruído na banda "A"CENELEC, apresentada no trabalho [Hooijen 1998*a*]. @IEEE.

Para aliviar os efeitos da variabilidade do canal e ruído possivelmente colorido e variado, os sistemas mais robustos em (BT) para "PLC"em baixa tensão possuem modulações que podem suportar estes fenômenos por possuir espalhamento espectral ou por possuir sistemas adaptativos para o sinal modulado, é o caso dos modens utilizando DSSS , Frequency Hopping ou OFDM ou ondas Chirp. Para vencer dificuldades, como o ruído

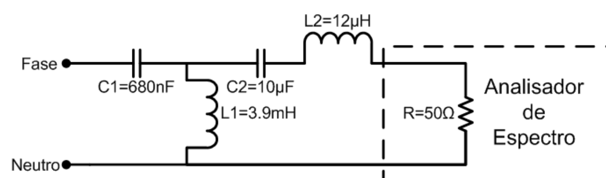


Figura A.5: Acoplamento utilizado nas medições da figura A.4.

impulsivo, os sistemas (PLC) comerciais geralmente fazem uso intenso de codificação para correção de erro [Dostert 1997] e retransmissão assim como geralmente os receptores possuem limitadores de amplitude.

A.3.2 PLC em média tensão

Apesar da média tensão ser também utilizada também para subtransmissão, a rede primária de distribuição (RP) será, provavelmente, um dos principais meios físicos para suportar a comunicação voltada para o consumidor doméstico. Junto com a rede de distribuição secundária em BT, a tendência é a utilização da RP como "Backbone"para transmissão de dados.

A média tensão é definida no Brasil como as tensões iguais ou superiores a 1kV e inferiores a 69kV. As RP's no Brasil, normalmente utilizam as tensões padronizadas de 13,8kV ou 34,5kV, com muitas localidades na Bahia, Salvador incluída, utilizando a tensão de 11.9kV.

Assim como na rede de baixa tensão topologia da rede distribuição geralmente é bastante ramificada, pois seu fim é maximizar o número de usuários atendidos. Normalmente o sistema funciona da seguinte forma: linhas de energia de transmissão ou subtransmissão trifásicas, normalmente em alta tensão, entregam a energia a uma subestação. O objetivo principal da subestação é converter as tensões e concentrar a distribuição de energia para uma cidade de menor porte ou uma parcela de uma grande cidade. Da subestação normalmente parte um conjunto de circuitos, chamados "alimentadores"estes circuitos são normalmente operados em MT e constituem a rede de distribuição primária. É comum que os alimentadores apresentem um grande número de ramificações com comprimentos da ordem de centenas de metros a alguns kilômetros. Conectados aos alimentadores estão os transformadores de distribuição, cujo objetivo é converter a média em BT para que possa ser atendido o cliente doméstico.

As redes de distribuição podem ser aéreas ou subterrâneas, compactas ou não, isoladas ou não. Nas redes aéreas não isoladas são muito utilizados condutores nús de alumínio com alma de aço (ACSR), nas redes isoladas são muito utilizados condutores isolados com polietileno reticulado (XLPE) ou etileno propileno (EPR). São diferentes permissividades elétricas, distâncias entre os condutores, bitolas dos cabos, distâncias até o solo; uma série de fatores afetando os parâmetros por metro e as impedâncias características. Estes parâmetros e tipos de linha podem ser diferentes até dentro de um mesmo alimentador.

Normalmente os alimentadores da RP apresentam topologia radial como em A.6, pelas facilidades de gerenciamento e planejamento de rede que esta topologia traz. Existem

topologias mais avançadas do que a radial simples, em anel e usando de recursividade, elas possibilitam o isolamento de pequenas parcelas do alimentador quando estas estão em falta, sem o prejuízo do restante. Nestas últimas topologias as cargas podem ser remanejadas para outros alimentadores ou o mesmo alimentador pode ter o fluxo de potência invertido em alguns trechos. Apesar da possibilidade de chaveamento nas topologias mais avançadas, de uma maneira geral a topologia efetivamente ativa é radial, com poucas exceções.

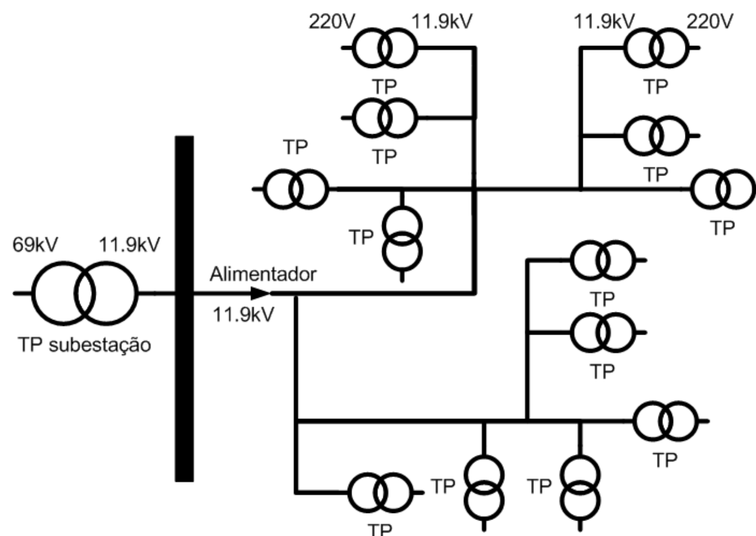


Figura A.6: Exemplo de alimentador de média tensão com topologia radial

Os elementos principais na formação da função de transferência observada no canal de comunicação na rede de média tensão são:

- As ramificações, com suas distâncias pontos de conexão e impedâncias características.
- Os pontos de conexão dos transformadores abaixadores, dos bancos de capacitores e suas caracteríscas.
- A existência ou não de grandes consumidores conectados diretamente em média tensão e as suas características

A topologia ramificada e normalmente descasada para freqüências de interesse do sinal comunicante, causa em (MT) assim como em (BT) o aparecimento de nulos e ressonâncias espectrais, o que será o principais objetos de estudo deste trabalho. Na rede de (MT) a conexão e desconexão de cargas se dá numa taxa muito menor do que na rede de (BT). Isto cria um maior grau de determinismo em relação ao canal observado.

Em áreas residenciais as cargas dos consumidores domésticos estão conectadas através de transformadores abaixadores, existe a reduzida a influência do ruído gerado na rede de (BT) sobre a rede de (MT). Também é reduzida a influência das cargas em BT) sobre

os canais observados. Tudo se dá pelo fato de que os transformadores de distribuição isolam bem os sinais com freqüências superiores a 20kHz entre as duas redes, apresentando atenuações entre 60dB e 90dB. Este é mais um fator que vem a aumentar o determinismo observado nas funções de transferência em (MT).

A figura A.7 presente em [Tran-Anh et al. Oct.29-Nov.1 2006] exibe a impedância de entrada de um transformador de distribuição e confirma que, para as freqüências típicas do sinal PLC, o fato do secundário estar em curto ou em aberto, tem pouca influência sobre a impedância no primário em altas freqüências.

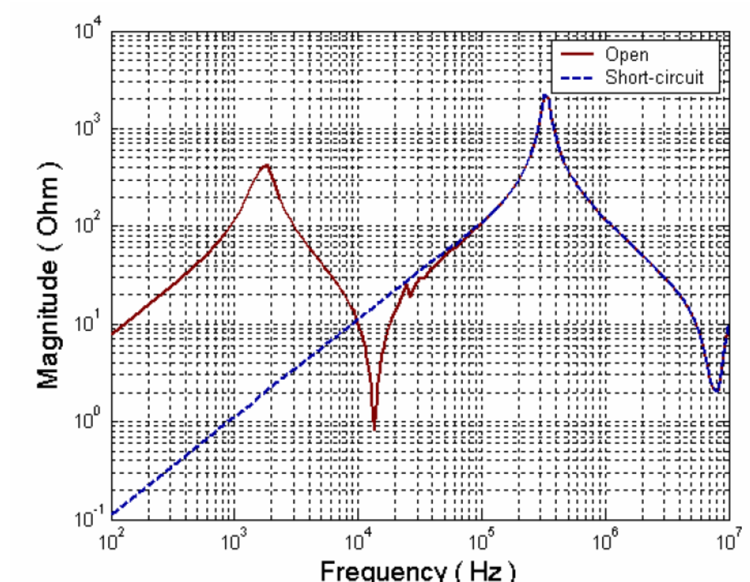


Figura A.7: Impedância de entrada no secundário de um transformador de distribuição como apresentada no artigo [Tran-Anh et al. Oct.29-Nov.1 2006]. @IEEE.

Sobre o acoplamento, dadas as tensões de operação mais elevadas, as questões de isolação e segurança recebem uma preocupação maior que em BT, tanto na fabricação dos componentes quanto na instalação. Mesmo com o determinismo maior destes canais é praticamente impossível a fabricação de um sistema de acoplamento genérico que promova o casamento de impedâncias em todas as freqüências, as impedâncias de entrada também apresentam ressonâncias e nulos espectrais com valores médios da ordem de dezenas de ohms à centenas de ohms a depender do tipo dos cabos e da topologia da rede.

Também, é mais evidenciado, o problema de compatibilidade eletromagnética. O problema acontece devido ao maior comprimento e exposição dos cabos facilitando a captação de transmissão das ondas eletromagnéticas, para freqüências superiores a algumas dezenas de KHz.

Os ruídos na rede de média tensão são originados principalmente:

- Ruído branco: Gerado por grandes motores elétricos conectados diretamente a média tensão, efeito corona em certas condições atmosféricas

- Ruído colorido, gerado por: Não idealidade de transformadores, Inversores, descargas em isoladores e outros dispositivos e correntes de fuga.
- Ruído impulsivo: Chaveamento de cargas, operação nas subestações [Ferreira et al. 24-27 Sept. 1996], conexão e desconexão de bancos de capacitores para correção de fator de potência e outras cargas diretamente conectadas a média tensão.
- Ruído de faixa estreita: pela captação de campos elétricos de sistemas rádio.

A.3.3 PLC em alta tensão

A alta tensão (tensões necessariamente acima de 69kV) utilizada na transmissão de energia, é pioneira nas comunicações PLC. Isto se dá, pelas grandes distâncias que cobrem, pela pequena atenuação que apresenta [Dostert 2001], pela possibilidade de se isolar um caminho não ramificado para o sinal de comunicação e também pelo fato de se mostrar um canal relativamente limpo quando comparado com os canais de comunicação nas redes de (MT) e (BT). Tal cenário possibilita alcance de centenas de quilômetros para o sinal PLC na rede de alta tensão;.

Na alta tensão, como é possível isolar um caminho único com impedâncias características conhecidas para uma dada condição climática, é possível a realização do casamento de impedâncias com uso transformadores de acoplamento especiais. O fator que pode causar a variação do canal não mais é a conexão e desconexão de cargas e sim a variação climática, em dias com chuva, névoa ou gelo a atenuação aumenta sensivelmente. Para os isolamento dos caminhos para os sinais comunicantes na alta tensão são utilizados circuitos com indutores série nas derivações indesejadas, geralmente com núcleo de ar e construção cilíndrica [Dostert 2001] são denominados "Line Traps"[IEEE 1980] (LT) na figura A.1.

O principal responsável pela atenuação dos sinais comunicantes não são as perdas ohmicas ou as raras cargas conectadas e sim o solo, devido a grande profundidade de penetração das ondas neste e sua condutividade relativamente baixa [Dostert 2001].

O ruído em alta tensão é gerado principalmente por:

- Ruído gerado por descargas atmosféricas, este ruído tem alta intensidade, componentes de alta freqüência e curta duração exigindo proteções especiais para os modems PLC de alta tensão
- Ruído por efeito corona, pode permanecer por longas durações, é espectralmente plano até a freqüência de 1MHz, tem efeito pronunciado nos sinais PLC de banda estreita.

A.4 PLC Narrowband

A.4.1 Generalidades

O "PlC Narrowband"ou PLC de banda estreita, compreende os sistemas de comunicação em linhas de potência que exigem baixas taxas de transferência, tipicamente menores

que uma dezena de kbits/s. O objetivo é solucionar problemas similares aos do período do surgimento da tecnologia: transmissão de sinais de controle e de voz. Atualmente as aplicações que tem feito uso em larga escala dos equipamentos PLC de banda estreita são: Domótica, que envolve aspectos relacionados a automação do lar, a automação industrial, automação predial e iluminação pública.

Exemplos de aplicação [Hrasnica et al. 2004]:

- Gerenciamento de energia e medição automática AMR (Automatic Meter Reading): Termostatos, disjuntores, Controle de aquecimento, ventilação e ar condicionado, medidores de potência, controle de cargas com chaveamento inteligente.
- Automação doméstica, acionamento e controle remoto: Ventiladores de teto, luminosidade, controle de sistemas de áudio e volume, portões, posição de porta, posição de elevadores, janelas, motores e solenóides.
- Telecontrole de acesso e segurança, possivelmente via internet.
- Automação industrial.
- Controle de iluminação pública.
- Segurança e dispositivos de proteção a vida: Detectores de fumaça, alarmes, detectores de movimento, temperatura, etc.

Como são equipamentos que exigem baixa taxa de transmissão,por isto a informação é alocável na porção inferior do espectro, na faixa de utilização está em freqüências inferiores a 500kHz. Os primeiros sistemas de transmissão de banda estreita assim como o RCS utilizavam modulação ASK, como os que usam o protocolo X-10. O ASK simples, sem codificação não é uma técnica de modulação robusta. Avançaram, posteriormente para sistemas de modulação, FSK e PSK. Atualmente os transceptores tendem à utilização de espalhamento espectral que pode ser com por uso de código "DSS", "Frequency Hopping"[Karl e Dostert 22-25 Sep. 1996] [Ferreira et al. 24-27 Sept. 1996], ondas "chirp"também são utilizadas (dispositivos do protocolo Homeplug C&C) alguns até utilizam tecnicas de transmissão adaptativas como a OFDM (MAX2990). De uma maneira geral todos os transmissores atuais mais robustos empregam codificação de canal para obter melhor desempenho. Apesar do avanço, tipicamente, os modens PLC de banda estreita aplicados a rede de distribuição atingem tipicamente distâncias menores que 2km sendo necessário o uso de repetidores caso se deseje atingir uma distância maior [Hrasnica et al. 2004].

O PLC "narrowband"É regulamentado principalmente pela norma americana (FCC) "Federal communications Comitee"parte 15 nos estados unidos ou pela norma EN50065-1 [CENELEC 1992] "Comité Européen de Normalisation Electrotechnique"[Pavlidou et al. April 2003] na europa.

A tabela que consta na figura A.8 é uma compilação deste autor de alguns CIs do mercado para transceptores PLC Narrowband, utiliza dados fornecidos por fabricantes, mas a informação é apenas uma indicação, pois alguns fabricantes informam a taxa incluindo a taxa de codificação de canal.

O quê	Nome	Fabricante	Padrão Adotado	Faixa de Frequencias utilizadas kHz	Taxa bps	Modulação
IC MODEM	PL513/TW523	powerhouse	X-10	120	60	ASK
IC MODEM	Konnex PL110	Konnex	EIB	90-125	1200	BFSK
IC MODEM	Konnex PL132	Konnex	EIB	125-140	2400	BFSK
IC MODEM	PLT-22 (descontinuado)	Echelon	Lonworks	125-140 110-125	5000	BPSK
IC MODEM	PLT-21 (descontinuado)	Echelon	Lonworks	125-140 110-125	5000	BPSK
IC MODEM	PL3120 / PL3150	Echelon	Lonworks	125-140 ou 110-125	4800	BPSK
IC MODEM	PLT-30	Echelon	Lonworks	10-95	2000	SS
IC MODEM	PLT-10A	Echelon	Lonworks	100-400	9400	DS/SS
IC MODEM	CEWay PL-III	Domosys	CEBus OSI(1-2)	100-400	7500	Chirp
IC MODEM	CEWay PL-ONE	Domosys	CEBus OSI(1)	100-400	7500	Chirp
IC MODEM	SSC P485 PL tranceiver	Intellon	CEBus	100-400	7500	Chirp
IC MODEM	PowerPLEX 1000	ITRON (Cyplex)	ITRON (Cyplex)	9-95	400 / 800 / 1212 / 3200	FSK / FH
IC MODEM	IC/SS	National	ITRON (Cyplex)	9-95	400 / 800 / 1212 / 3200	FSK / FH
IC MODEM	IT800	Yitran	Homeplug C&C	FCC / ARIB / CENELEC A,B	7500/5000/ 2500/1250/625	CHIRP
Padrão	PLC-A		Echonet	10-450	9600	SS
Padrão	PLC-B		Echonet	10-450	4000 ->36500	Multiportadoras
IC MODEM	PLC48	Adaptive networks	ISO 10368	9-95	4800	FSK
IC MODEM	PLC192	Adaptive networks	ISO 10368	10-450	19200	BPSK
IC MODEM	PLC1000A PLC100D	Adaptive networks		10-450	100000	Multiportadoras
IC MODEM	MAX2990	MAXIM		CENELEC A,B,C FCC / ARIB	32000 CA, 100000 FCC	OFDM

Figura A.8: Circuitos integrados para comunicação PLC

A.5 PLC Broadband

A.5.1 Generalidades

Com o aumento da demanda por serviços de transmissão de dados com exigência de altas taxas de transmissão. O sistema PLC de banda larga “Broadband PLC”possibilitado pelo recente avanço das técnicas da engenharia. Os primeiros ensaios nesse sentido foram realizados em planta piloto na Alemanha com sucesso, varias iniciativas e estudos continuaram na China e Japão.

A tecnologia para fornecimento de acesso em banda larga em redes de potência, BLP (Broadband Power Line), é atualmente um conceito técnico já provado e em fase comercial. Testes de campo e os primeiros produtos demonstraram que é possível enviar um sinal de banda larga nos cabos de fornecimento de energia de maneira confiável, segura e lucrativa para os fornecedores. O mercado é promissor, as fornecedoras de energia já se mostram interessadas, nacionalmente e ao redor do mundo. desejando se inserir neste setor de negócios fornecendo uma tecnologia alternativa ao ”xDSL”e ”cable modem”.

Recentemente, uma nova geração de modens PLC empregando técnicas avançadas de modulação, processamento digital de sinais e codificação, apresentando performance superior, chegou ao mercado de redes domésticas, a promessa é atingir taxas de transmissão e qualidade de serviço "QoS"suficiente para suportar transmissão do sinal de TV digital, video e audio.

O sistema "Broadband PLC"é capaz de suportar taxas relativamente altas, suportando acesso a internet com áudio e vídeo de tempo real. O "Broadband PLC"usa normalmente freqüências entre 1.7MHz e 30MHz [Lin et al. Dec. 2002]. A técnica de modulação preferencialmente adotada nesta faixa é a OFDM [Abad et al. 2003].

Como exemplo do atual avanço das tecnologias, os equipamentos que seguem o padrão Homeplug 1.0, atualmente em ampla utilização, utilizam uma taxa máxima de transmissão na camada MAC de 8.2Mbps, 77% dos ensaios de campo conseguiram atingir mais de 5Mbps e 98% mais de 1.5Mbps como consta em [Aliance 2001]. O padrão Homeplug mais recente o Homeplug AV dita uma taxa de 200Mbps de canal e uma taxa máxima de 150Mbps na camada MAC como consta em [Aliance 2005], os primeiros testes de campo provaram que o padrão foi capaz de atingir pelo menos 50Mbps em 80% das tomadas americas.

As redes domésticas PLC competem com as diversas tecnologias existentes: Ethernet padrão (realizada com cabos UTP), "HomePNA", IEEE802.11x (acesso wireless), HiperLAN-2, "HomeRF". Apesar disso a tecnologia PLC se mostra competitiva e é uma uma alternativa interessante em muitas situações. Como já foi afirmado, a principal vantagem inerente ao PLC é a não necessidade de instalação de uma nova infraestrutura de telecomunicações.

A.6 Técnicas de acoplamento

O desenho dos acopladores é crítico em sistemas de comunicação PLC, quando são considerados os desafios impostos pelos canais PLC, este não é, sob nenhum aspecto, um trabalho simples. As dificuldades impostas pelo canal são: altas tensões e correntes envolvidas, impedâncias variáveis e dependentes do tempo, perturbações de grande amplitude e também dependentes do tempo. Além de garantir a operação estável, apesar de todas estas dificuldades, os acopladores devem garantir a transmissão do sinal na banda determinada, a adequação às normas pertinentes e a segurança de operação, instalação e manutenção.

A figura A.9 presente em [Gore et al. 2005] mostra um modelo básico de atenuação para a rede PLC que tem sido intensivamente utilizado. Mostra a rede que se forma a partir do transmissor até o receptor, realçando as perdas que acontecem devido aos sucessivos divisores de impedância. Fica evidente o papel dos acoplamentos como parte integrante do canal de comunicação, na determinação da atenuação total sofrida. Apesar da simplicidade da abordagem, o cálculo deste modelo de maneira direta só é simples quando as distâncias envolvidas nos caminhos percorridos pelo sinal são de ordem de grandeza inferior aos comprimentos de onda, assim simplificação para um modelo de parâmetros concentrados pode ser feita de maneira trivial e direta. Quando isto não pode ser feito o estudo do canal é mais complexo e envolve as teorias a serem abordadas nos

capítulo 3 subseqüente.

Figura A.9: Topologia entre o Tx e Rx. @IEEE.

Existe uma diferença básica nas instalações elétricas ao redor do globo. Alguns países exigem a presença de um condutor separado para o terra de proteção e outro para o neutro, fazendo com que as instalações elétricas tenham 5 condutores no total, terra, neutro e fases um, dois e três. A diferença é que o neutro é usado como caminho de retorno para as correntes geradas no transformador de distribuição enquanto que o terra tem fins de proteção devendo ser conectado a todas as carcaças metálicas dos equipamentos. Não é recomendada a realização de acoplamento galvânico entre qualquer das fases ou neutro e o terra de proteção.

Normalmente os transceptores PLC de baixa tensão utilizam conexões fase-neutro ou fase-fase, que são exatamente os terminais disponíveis na maioria das tomadas elétricas. Apesar disso alguns deles, quando a normatização local permite, e o condutor de aterramento está disponível, usam do artifício de transmitir o sinal portador entre uma fase e o terra de proteção. Ganha-se com a redução da atenuação que é causada pelas cargas conectadas e pela redução do ruído, as cargas geram menos ruído no terra de proteção do que no condutor de neutro.

A figura A.10 pode clarificar o conceito: Quando a corrente das cargas conectadas circulam, geram tensões nos condutores de de neutro e da fase em que elas estão conectadas. Estas tensões são interpretadas como ruído pelos transceptores. acoplá-los no terra de proteção reduz a sensibilidade ao ruído no condutor de neutro, pois o terra é mais "Limpo". O fato de que são dois condutores separados e possivelmente aterrados em pontos diferentes faz com que, quando o acoplamento fase terra é usado, a impedância das cargas normalmente conectadas a rede, enxergada pelo transmissor PLC seja acrescida da impedância entre os aterramentos e da impedância dos condutores de neutro e terra.

A.6.1 Baixa tensão

Acoplamento capacitivo para linhas de baixa tensão

Quando se trata de acoplamentos utilizados pelos usuários domésticos em baixa tensão, injetar o sinal PLC diretamente na tomada a partir de um capacitor de acoplamento é o conceito dominante. Associado ao este capacitor normalmente aparece um indutor ou

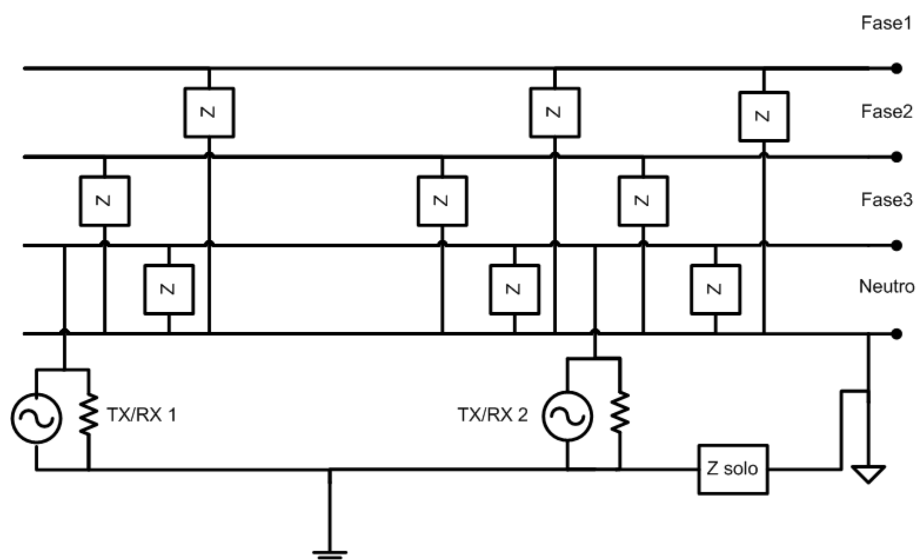


Figura A.10: Exemplo simples de instalação elétrica com cargas fase-neutro

transformador, relizando um filtro passa alta do ponto de vista da rede, na figura A.11 utiliza-se o indutor L1 e o capacitor C1. O valor do capacitor deve ser escolhido para que sua impedância seja pequena em relação as impedâncias da rede nas freqüências portadoras e grande em relação as impedâncias do transceptor receptor em 60Hz, para bloquear as tensões de 60Hz neste [Gore et al. 2005].

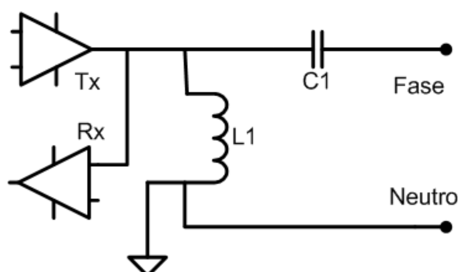


Figura A.11: Acoplamento capacitivo "passa alta"de baixa tensão monofásico.

Caso o transmissor apresente tensões DC na saída é necessário adicionar um capacitor em série com este transmissor para que ele não seja curto circuitado pelo indutor L1, como é feito na figura A.12. As impedâncias dos capacitores de acoplamento que aparecem em série com transmissor devem ser baixas para sinais, a impedância do indutor L1 aparece em paralelo com o receptor e deve ser alta para sinais. Mas impedâncias da rede de baixa tensão podem ser da ordem de $0,1\Omega$ a 2Ω para sinais na faixa definida pela norma CENELEC EN50065-1 [Dostert 2001] [Ferreira et al. 24-27 Sept. 1996]. Isto poderia fazer o capacitor atingir o valores proibitivamente altos. Uma alternativa para sistemas de banda estreita que possibilita a utilização de capacitores de valor mais baixo é a utilização de indutores série, como o L2 da figura A.12 este indutor pode fazer uma ressonância com

os capacitores C1 e C2 na faixa desejada e assim possibilitar o uso de valores menores para estes.

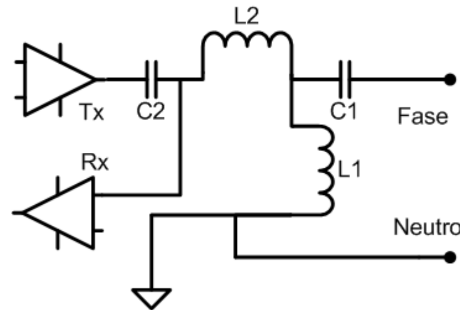


Figura A.12: Acoplador baixa tensão banda estreita com indutor e capacitor série.

Mas a solução mais amplamente empregada, para os acoplamentos capacitivos de baixa tensão, utiza ao invés de um simples indutor para L1 e L2, um transformador cuidadosamente projetado [Rensburg e Ferreira 2005], como consta na figura A.13, este transformador tem muitos objetivos:

1. Realizar adaptação das impedâncias pela escolha da relação de transformação.
2. Realizar o papel de L2 pelo design cuidadoso da indutância de dispersão.
3. Realizar o papel de L1 pelo design cuidadoso da indutância de magnetização.
4. Realizar o isolamento galvânico entre a rede e o circuito do transceptor.
5. Realizar proteção do transceptor pela escolha adequada das correntes de saturação em 60Hz.

A escolha do material deve ser cuidadosa, para atender todas as condições, respondendo adequadamente nas freqüências dos sinais comunicantes.

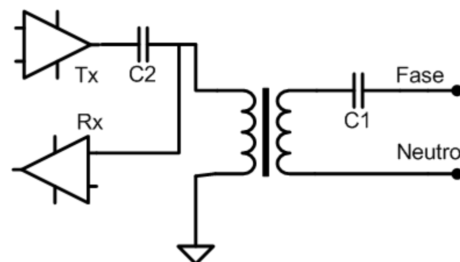


Figura A.13: Acoplador capacitivo de baixa tensão com transformador.

Acoplamento indutivo para linhas de baixa tensão

Quando se pensa numa topologia adequada para rede de telecomunicações PLC, deve-se considerar que a segmentação desta rede de comunicação é natural e ocorre de maneira direta pela presença dos transformadores de distribuição. O material magnético normalmente utilizado neles limita a transferência de potência de sinais de alta freqüência entre as fases da rede de baixa tensão e limita principalmente o acoplamento do sinal PLC entre as redes de baixa e média tensão sem a adição de novos componentes.

Como cada transformador de distribuição define um segmento de rede, o local mais adequado para uma entidade de rede roteadora conectando os elementos deste segmento e o restante da rede é a própria localização do transformador de distribuição ou a subestação [Lee et al. 2003]. A rede de média tensão também pode ser utilizada como um canal para a distribuição do acesso de banda larga e existem diversos equipamentos para realizar o "by pass"do transformador de distribuição.

O problema que surge é que, por está muito próximo ao transformador de distribuição o transmissor se encontra no ponto de menor impedâcia para sinais na rede de baixa tensão, ponto onde se conectam todas as cargas, as vezes utilizando barramentos de onde partem todoos condutores de maior calibre dos alimentadores.

Como solução para isto uma das propostas que é largamente utilizada é o uso do acoplamento indutivo no transceptor de baixa tensão da subestação ou transformador de distribuição como na figura A.14 que aparece em [Vukicevic et al. 2008]. O acoplator indutivo de baixa tensão é uma solução eficiente para ser usada em circuitos e enlaces que apresentam baixíssima impedância [Bilal et al. 2004]. A figura A.14 apresenta dois elementos principais: O acoplador indutivo, o circuito "shunt"para RF. Também existe a presença de um adaptador de impedâncias nos moldes do transformador usado no acoplamento capacitivo.

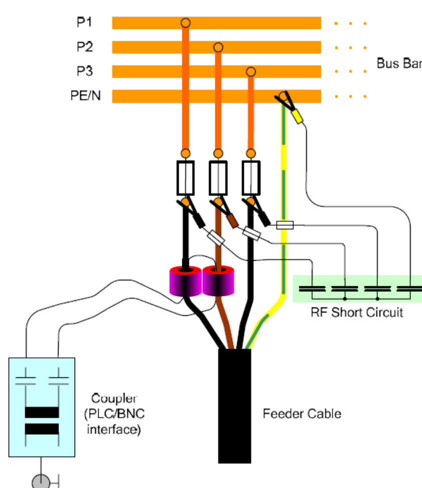


Figura A.14: Acoplamento indutivo de baixa tensão. @OPERA.

o próprio acoplador indutivo, consiste de um núcleo magnético capaz de responder as freqüências do sinal PLC, apresenta as seguintes características:

1. Deve possuir alta permeabilidade magnética. Pois geralmente bobina do lado da rede está limitada a apenas uma espira, este fato limita a impedância RF enxergada do ponto de vista da rede.

2. Não deve apresentar saturação e deve apresentar reduzido efeito de intermodulação para a corrente nominal da rede ou alimentador.

3. Pode permitir a instalação sem o interrompimento do fornecimento de energia, quando são empregados acopladores indutivos bi-partidos.

4. Por gerar uma tensão série nos cabos de rede permite a segmentação artificial da rede PLC pela instação de capacitores "shunt"entre os segmentos.

5. O acoplador indutivo por sua natureza pode realizar um eficiente isolamento galvânico entre o transceptor e a rede.

O circuito "shunt"consiste em em um grupo de capacitores reduzindo ainda mais a impedância RF na direção indesejada para o fluxo de potência do sinal PLC, dado que a tensão gerada pelo acoplamento indutivo é "série", toda a tensão gerada é aplicado do lado oposto ao "shunt", como apresentado na figura A.15. Relatórios sobre o desempenho dos acopladores de baixa tensão relatam que este tipo de acoplamento é eficiente para realizar a segmentação da rede PLC e para realizar a inserção do sinal nos pontos de menor impedância.

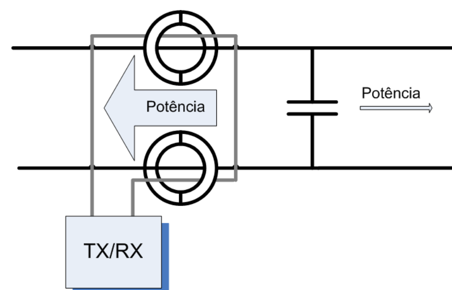


Figura A.15: Direção preferencial com acoplamento indutivo.

A.6.2 Média tensão

Quando se deseja utilizar a rede de distribuição de energia em média tensão para fins de comunicação. Uma das principais dificuldades é acoplar diretamente o sinal portador de informação. Poderia parecer tentador realizar o acoplamento linhas de baixa tensão e utilizar os próprios transformadores de distribuição para transferir o sinal para a média tensão, mas o material magnético utilizado nestes não responde bem a freqüências superiores a 3kHz e torna as perdas deste método inaceitáveis.

O acoplamento em média tensão requer maiores cuidados que o de baixa tensão, é necessário manter a integridade dos isolamentos e a segurança da instalação. Para quase

a totalidade das topologias é necessário que existam elementos no acoplador capazes de suportar a tensão da rede, da ordem de dezenas de kV.

Este tópico relaciona-se diretamente ao objetivo principal deste trabalho pois o acoplamento por si insere atenuações e atrasos em função da freqüência, sendo partes integrantes da formação do canal de comunicação.

Acoplamento capacitivo para linhas de média tensão

A idéia de acoplar capacitivamente sinais comunicantes é antiga e foi utilizada para altas tensões nos primeiros sistemas CTP. Consiste em realizar um caminho entre transmissor e receptor com a utilização de capacitores de média ou alta tensão, eles funcionam como elementos de alta impedância para a freqüência da rede e baixa impedância para sinais. É o mesmo princípio utilizado nos acoplamentos de baixa tensão, mas aumentando-se as tensões que os dielétricos dos capacitores devem ser capazes de suportar.

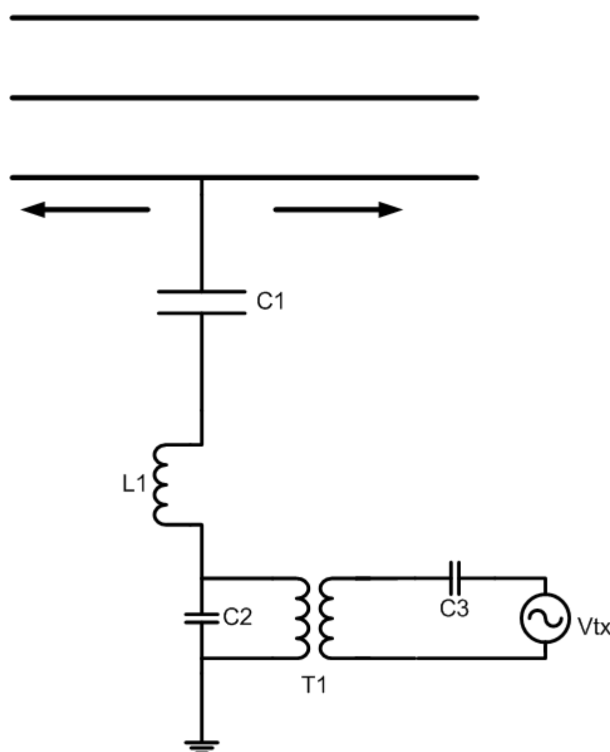


Figura A.16: Diagrama simplificado acoplamento capacitivo.

Na figura A.16 está ilustrada a idéia básica de um acoplamento capacitivo. Do ponto de vista da rede, o acoplador aparecerá como uma carga em paralelo. O capacitor C1 da figura é o elemento principal "de acoplamento", sua impedância deve ser alta o suficiente e deve ter classe de isolação adequada para suportar a tensão da rede em 60Hz, as correntes de sinal flui através dele e sua impedância é baixa para sinais. O indutor L1 é opcional, é usado quando uma sintonia passa faixa é adequada, reduzindo o ruído fora da faixa captado. O objetivo do capacitor C2, que também é opcional, é fazer uma ressonância

com o transformador melhorando o desempenho quando o acoplador opera como receptor. O transformador na figura é prioritário, sendo utilizado para realizar um casamento de impedâncias e principalmente para isolar galvanicamente a rede de média tensão do circuito do transmissor. O capacitor C3, é utilizado para criar uma barreira adicional para os sinais de baixa freqüência. A figura A.16 exibe uma ligação fase-terra, mas é possível realizar diversos arranjos de ligação de forma a priorizar os modos de transmissão de menor atenuação.

No acoplamento capacitivo, além da dificuldade de instalação e isolação, um dos principais problemas, se dá pela falta de controle sobre a direção em que será estabelecido pelo fluxo de potência do sinal, esta direção depende principalmente das impedâncias enxergadas para sinais à direita e a esquerda do acoplador. Quando um acoplador capacitivo é instalado em uma subestação, é interessante criar mecanismos para impedir que toda a corrente de sinal e energia seja absorvida nos nos bancos de capacitores e trasformadores desta, que apresentam respectivamente capacitâncias nominais e parasitas, tendo baixa impedância para os sinais portadores. Por ser a direção desejada para o fluxo de potência geralmente a oposta a subestação, já na época do CTP eram usadas as: “Line Traps”que são basicamente arranjos com capacitor e indutor em paralelo para realizar altas impedâncias nas freqüências dos sinais [IEEE 1980].

A figura A.17 presente em [Cervera e Moreno 2005] exibe o esquema básico de enlace entre acoplamentos capacitivos e a figura A.18 retirada de [Cervera e Moreno 2005] exibe uma instalação simples de um acoplador capacitivo, fabricado pela DIMAT, para linhas aéreas de MV . Estes tipo de acoplamento capacitivo pode ser sintonizado tanto para transmitir o sinal de sistemas PLC “Narrow Band”como o sinal PLC “Broadband”. As perdas compostas no acoplamento dependem das impedâncias enxergadas para o canal,mas em condições ideais estão entre 2 a 6dB na faixa de operação.

Acoplamento Indutivo linhas de média tensão

A idéia central do acoplamento indutivo para linhas de média tensão é envolver os condutores com um núcleo magnético capaz de responder as freqüências do sinal comunicante, geralmente estes núcleos são feitos de ferrite ou de material nanocristalino. O sinal comunicante é injetado numa configuração série com a rede, nesta configuração, a presença das capacitâncias comumente presentes nas subestações bloqueia o fluxo de potência de sinal nas direções indesejadas e têm influência positiva. Existem dois principais problemas com os acoplamentos indutivos. O primeiro é o fato de que a corrente de 50Hz ou 60Hz presente no cabo pode efetivamente levar o núcleo a saturação e criar efeitos indesejados de intermodulação. O segundo problema é que, como a bobina do lado da rede está limitada a apenas uma espira, a impedância de entrada do acoplador do lado da rede está limitada ao que é imposto pela indutância por espira ao quadrado do conjunto.

Na figura A.19 os indutores diretamente ligados aos cabos de média tensão são os indutores de acoplamento, por si só pode promover isolamento galvânico com o cabo, mas não é possível realizar com ele casamento de impedâncias. Os transformadores que aparecem logo abaixo tem como objetivo promover um isolamento galvânico entre o indutor de acoplamento e o transmissor e podem ser usados para se aproximar do casamento de impedância, o objetivo dos capacitores que aparecem na figura é reduzir a corrente de

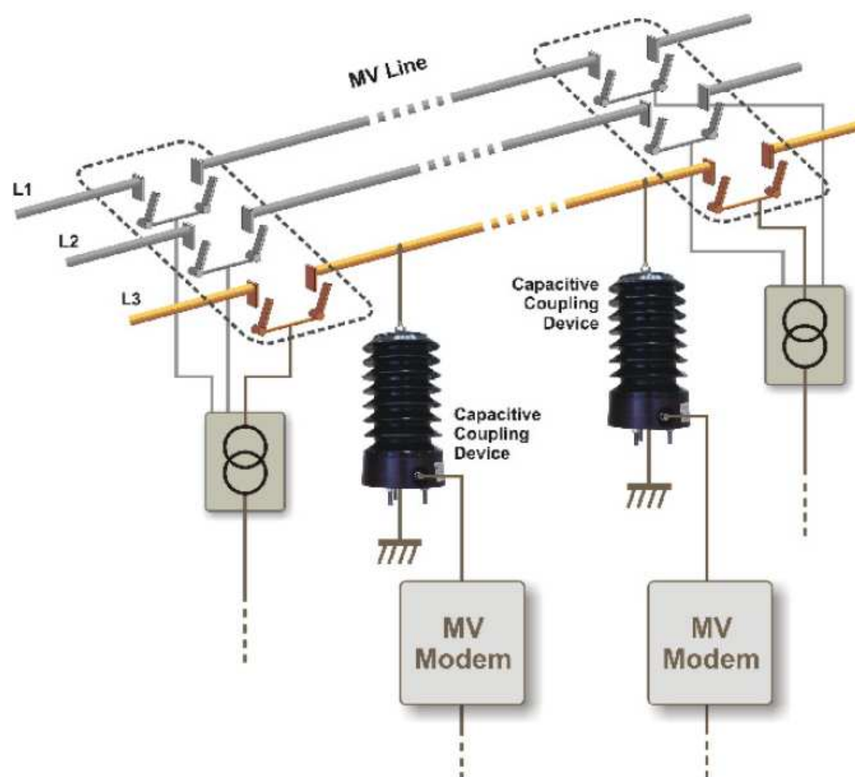


Figura A.17: Ilustração de acoplador capacitivo DIMAT. @OPERA.

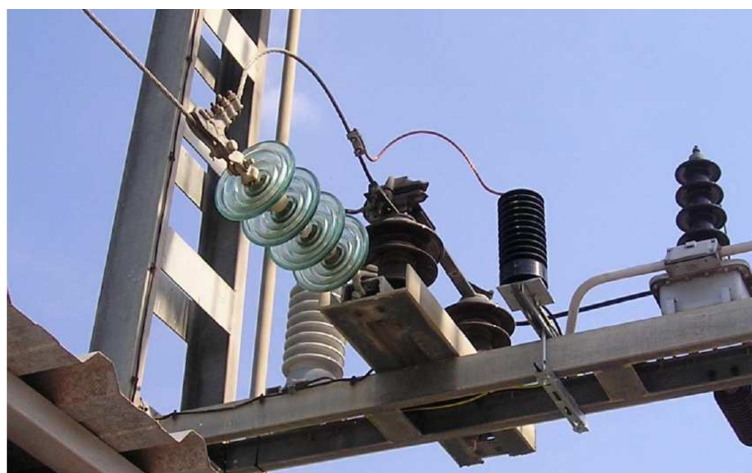


Figura A.18: Ilustração de acoplador capacitivo DIMAT instalado. @OPERA.

50Hz / 60Hz circulando no transmissor e receptor. Outro elemento chave para o bom funcionamento deste acoplador são as impedâncias entre fases e entre fase e terra, a esquerda do transmissor e a direita do receptor, estas impedâncias fecham o circuito e influenciam nas atenuações observadas. A figura A.20 retirada de [Moreno et al. 2008] é uma outra

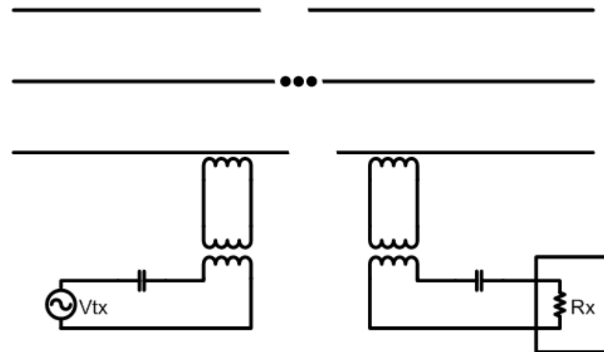


Figura A.19: Esquema ilustrativo de um acoplamento indutivo.

representação com o mesmo propósito.

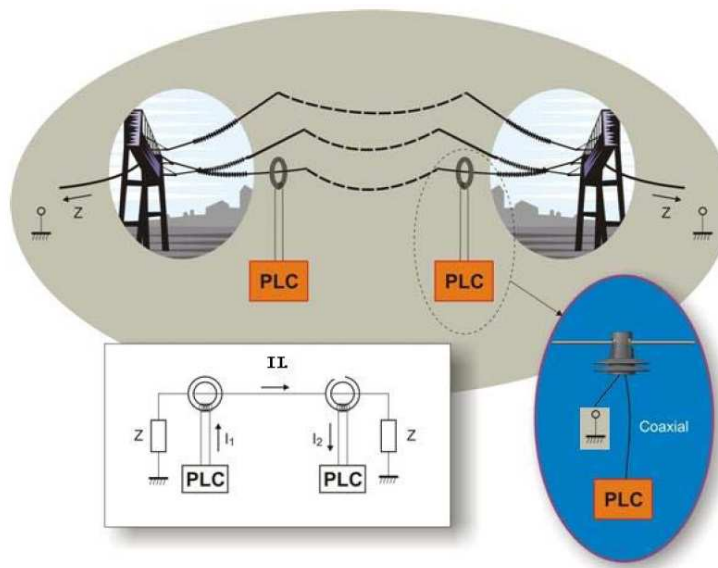


Figura A.20: Acoplador indutivo nas linhas de transmissão. @OPERA.

A peça de acoplamento indutivo que fica posicionada no cabo, necessita ter um núcleo magnético bi-partido, capaz de fechar-se em torno do cabo, para não interromper o fornecimento de energia durante a instalação. Neste acoplador também podem estar podem estar os transformadores de isolação e casamento. As figuras A.21 presente em [Moreno et al. 2008] é um esquema mostrando estes blocos funcionais no acoplador indutivo da DIMAT



Figura A.21: Diagrama, e instalação de acoplador indutivo DIMAT. @OPERA.

A.7 Cenário Normativo Mundial

A.7.1 Compatibilidade eletromagnética.

Uma das maiores preocupações concernentes ao uso da rede elétrica para transmissão de dados é a interferência potencial que estes sistemas podem causar em outros operando na mesma faixa. No brasil estes equipamentos são considerados de radiação restrita que operam em caráter secundário; ou seja, seus limites de emissão devem estar dentro do estabelecido para equipamentos de radiação restrita e estes equipamentos não tem direito a proteção em relação a interferências provenientes de equipamentos operando em caráter primário.

Um fator determinante na geração de interferência é a topologia da infraestrutura utilizada. O uso de rede subterrânea para a distribuição primária predomina na Europa, outro fato é que os transformadores de distribuição em sua maioria, atendem a algumas centenas de consumidores de baixa tensão. Nos Estados Unidos [Henry 2005] e também no Brasil, predomina o uso de linhas aéreas de distribuição primária, sendo que cada transformador atende um pequeno número de consumidores. Este fato é significativo por dois motivos, o uso da rede de média tensão como “backbone”promete ser mais intenso no Brasil e Estados Unidos do que na europa e a transmissão de sinais PLC “Broadband”em linhas aéreas gera mais interferência do que a transmissão similar em linhas subterrâneas pela exposição dos condutores diretamente ao ar livre.

Mesmo nas redes PLC em linhas aéreas de média tensão, que se mostram as de maior capacidade interferente mostra-se a viabilidade da tecnologia. Em [Henry 2005] é comentado que em distâncias horizontais da ordem de 20m à 40m em relação a rede e para os níveis supostos de potência emitidos pelos sistemas PLC banda larga atuais o campo interferende é de ordem inferior aos campos normalmente encontrados em grandes centros urbanos.

No Brasil a faixa de freqüências atribuída para o PLC de banda larga foi de 1,705MHz à 50MHz. O espectro foi alocado exatamente entre a faixa para de difusão ondas médias (Rádio AM) que está entre 525kHz à 1.705kHz e uma das faixas atribuídas ao radio amador entre 50MHz e 54MHz, também é inferior à faixa para difusão de TV em FM, canais 2-4 de 54 à 72 MHz. O Brasil neste aspecto adotou uma postura conservadora pois os técnicos da ANATEL identificaram um possível risco de que o PLC viesse a interferir nos canais de TV digital que viessem a utilizar a faixa inferior [Martinhão 2007], então optou-se por limitar a banda em 50MHz diferentemente do que foi feito pela FCC nos Estados unidos (80MHz).

Definições Compatibilidade Eletro Magnética (CEM)

Compatibilidade eletromagnética: é a aptidão de um dispositivo, de um aparelho ou de um sistema de funcionar em seu ambiente eletromagnético de modo satisfatório e sem produzir ele próprio perturbações eletromagnéticas que possam criar problemas graves no funcionamento dos aparelhos ou dos sistemas situados em seu ambiente. Refere-se a capacidade dos dispositivos eletro eletrônicos de operar em harmonia e abrange os seguintes tópicos [ANATEL 2006]:

1. Emissão de perturbação radiada.
2. Emissão de perturbação conduzida.
3. Imunidade a transitórios elétricos rápidos.
4. Imunidade a perturbações de radiofreqüência conduzidas.
5. Imunidade a perturbações de radiofreqüência irradiadas.
6. Imunidade a descargas elletroestáticas.
7. Imunidade a surtos.
8. Imunidade a redução e a interrupção de tensão na rede elétrica.
9. Perturbações eletromagnéticas nos terminais de energia elétrica.
10. Ensaios de resistibilidade.

Destes items, a entrada dos equipamentos PLC em todos os mercados mundiais foi muito questionada devido principalmente ao temor de que as emissões radiadas (ítem 1) fossem suficientes para perturbar os serviços e equipamentos que normalmente operam na mesma banda. Em particular todas as sociedades mundiais de radioamadorismo, inclusive no Brasil tem tido especial atenção aos testes de campo que vem sendo realizados.

Como o objetivo dos equipamentos PLC é levar um sinal de informação a partir de tensões conduzidas, trata-se de um equipamento que emite radiação de maneira não intencional. Muita discussão foi travada sobre o fato da regulação com relação as emissões dos equipamentos PLC ser ou não dada em caráter especial ou se ele deveria ser tratado

como qualquer outro equipamento de telecomunicações que emite radiação não intencional. Concluiu-se que estes equipamentos deveriam ser tratados de maneira especial apenas no que concerne aos aspectos de medição dos campos.

Valor médio, pico e quase pico

Para uma medida de perturbação radiada é interessante conhecer-se os valores máximos e médios que podem ser observados. Normalmente estas medições baseiam-se nos campos elétricos associados a uma portadora modulada, a intensidade do campo e da onda modulante pode variar e inclusive apresentar intermitência.

Para solucionar estas questões define-se: O valor de pico como a máxima intensidade observada. O valor médio como a intensidade média observada. O valor de quase pico leva em conta o valor máximo observado e freqüência em que estes valores ocorrem. Assume-se que picos de intensidade em freqüências maiores representam mais perturbação do que picos de intensidade em menor freqüência. O detector de quase pico pode ser definido pelo tempo de ataque ou constante de integração, que determina a velocidade em que o valor de saída sobe para acompanhar o pico e pelo tempo de decaimento, que determina o quão rápido o valor de saída é devolvido a zero como ilustrado na figura A.22.

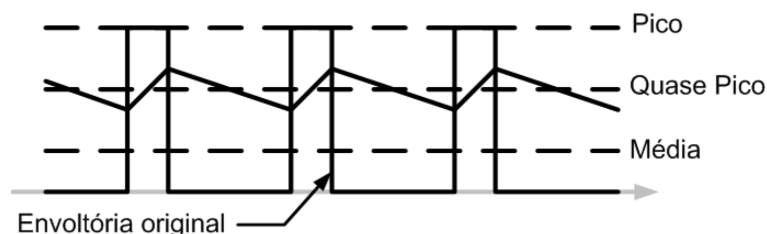


Figura A.22: Definição dos valores de pico, quase pico e média

FCC parte 15

A "Federal Communications Commission"(FCC) é agência reguladora dos Estados Unidos da America que rege a normatização dos equipamentos e redes de telecomunicações americanas, Divide os aspectos regulatórios de que trata em 101 partes e a parte 15 é a que trata dos aparelhos eletrônicos que utilizam radio freqüência. Este o órgão estabelece os limites para as emissões na faixa do PLC Banda larga dados na figura A.23:

Recomendação K60 da ITU

Em 2003 o grupo de estudos 5 da "International Telecommunications Union"relacionados aprovou a recomendção K.60, cujo foco é exatamente os níveis limite para emissão eletromagnética e métodos de teste para redes de telecomunicações. Dentro deste escopo estariam incluídas as redes de comunicação para linhas de potência. Em 2008 estes limites foram atualizados e constam da figura A.24 que foi retirada de [Sector 2008]. Nesta

	Frequência (MHz)	Intensidade do campo (μV/m)	Distância para a medição (m)	Banda para a medição (kHz)	Tipo de detector
Equipamento para comunicação em linhas de potência	1,705 - 30	30	30	9	Quase pico
Classe A, uso comercial e em áreas industriais.	30 - 88	90	10	120	Quase pico
Classe B, uso em áreas residenciais.	30 - 88	100	3	120	Quase pico

Figura A.23: Limites de emissão pela FCC parte 15. @FCC

recomendação, a obrigatoriedade de respeito aos limites em questão só se dá quando há interferência comprovada.

Frequency range (MHz)	Field strength level [dBμV/m]		Standard measurement distance	Measurement bandwidth
	Peak	Quasi-peak		
0.009 to 0.15	52 – 20*log(f[MHz])	–	3 m	200 Hz
0.15 to 1	52 – 20*log(f[MHz])	–	3 m	9 kHz
1 to 30	52 – 8.8*log(f[MHz])	–	3 m	9 kHz
30 to 230	--	40	3 m	120 kHz
230 to 1000	--	47	3 m	120 kHz
1000 to 3000	70	N/A	3 m	1 MHz
3000 to 6000	74	N/A	3 m	1 MHz
NOTE 1 – For the purposes of this Recommendation, the levels are specified in terms of electric field strength. In the frequency range below 30 MHz, these levels also apply, if necessary, formally converted by means of the free space wave propagation impedance of 377 Ω, to the magnetic field strength measured in accordance with clause 7.3.				
NOTE 2 – At the transition frequency, the lower level applies.				
NOTE 3 – The levels between 30 MHz and 6000 MHz are obtained from [IEC CISPR 22].				

Figura A.24: Limites de emissão pela ITU-T recomendação K.60. @ITU.

CISPR22 - PLT

O organismo internacional "Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques"ou (CISPR) é a entidade responsável por orientar internacionalmente questões relacionadas a interferência eletromagnética, foi fundada em 1934 e é uma parte da International Electrotechnical Commission (IEC).

Este organismo está dividido em diversas subcomissões sendo que a I é a que lida com os equipamentos de tecnologia da informação, equipamento multimídia e receptores.

O organismo publicou diversos padrões e orientações internacionais relacionados a todos os aspectos de compatibilidade eletromagnética em rádio freqüências. A norma internacional CISPR 22 é a que está relacionada ao estabelecimento dos limites e os métodos de medição para perturbações geradas nas freqüências de rádio para os equipamentos de telecomunicações.

Recentemente, por reconhecer que os aspectos particulares para as medições necessárias a homologação dos equipamentos de comunicação em linhas de potência criou em 2005 um grupo de trabalho o CISPR/I/PLT que estabeleceu os métodos de medição adequa-

dos, relacionados a tecnologia, com o estabelecimento de uma rede de energia padronizada para emular a situação real.

Os limites estabelecidos pela CISPR 22 estão ilustrados nas figuras A.25, A.26, A.27, A.28 para perturbação conduzida e A.29 e A.30 para perturbação por irradiação. Sendo que para esta última figura, a distância para a medição deve ser de 30 metros para os equipamentos classe A e 10 metros para os classe B.

Conducted Emissions

Frequency (MHz)	uV QP (AV)	dB(uV) QP (AV)
0.15 - 0.5	8912.5 (1995)	79 (66)
0.5 - 30	4467 (1000)	73 (60)

Figura A.25: Limites perturbação conduzida por equipamento classe A medida na tomada pela CISPR 22

Frequency range MHz	Voltage limits dB (µV)		Current limits dB (µA)	
	Quasi-peak	Average	Quasi-peak	Average
0,15 to 0,5	97 to 87	84 to 74	53 to 43	40 to 30
0,5 to 30	87	74	43	30

NOTE 1 The limits decrease linearly with the logarithm of the frequency in the range 0,15 MHz to 0,5 MHz.

NOTE 2 The current and voltage disturbance limits are derived for use with an impedance stabilization network (ISN) which presents a common mode (asymmetric mode) impedance of 150 Ω to the telecommunication port under test (conversion factor is $20 \log_{10} 150 / I = 44$ dB).

Figura A.26: Limites perturbação conduzida equipamentos classe A em modo comum pela CISPR 22

Frequency range MHz	Limits dB(µV)	
	Quasi-peak	Average
0.15 to 0.50	66 to 56	56 to 46
0.50 to 5	56	46
5 to 30	60	50

Note 1 The lower limit must apply at the transition frequency

Note 2 The limit decreases linearly with the logarithm of the frequency in the range 0.15 MHz to 0.50 MHz.

Figura A.27: Limites perturbação conduzida por equipamento classe B medida na tomada pela CISPR 22. @CISPR.

Frequency range MHz	Voltage limits dB(μV)		Current limits dB(μA)	
	Quasi-peak	Average	Quasi-peak	Average
0,15 to 0,5	84 to 74	74 to 64	40 to 30	30 to 20
0,5 to 30	74	64	30	20

NOTE 1 The limits decrease linearly with the logarithm of the frequency in the range 0,15 MHz to 0,5 MHz.
NOTE 2 The current and voltage disturbance limits are derived for use with an impedance stabilization network (ISN) which presents a common mode (asymmetric mode) impedance of 150 Ω to the telecommunication port under test (conversion factor is 20 $\log_{10}$ 150 / I = 44 dB).

Figura A.28: Limites perturbação conduzida equipamentos classe B em modo comum pela CISPR 22. @CISPR

Frequency range MHz	Voltage Limits dB(μV/m)
1.705 to 30 MHz	30

Note Measured at 30 meter distance,

Figura A.29: Limites perturbação irradiada pela CISPR 22 abaixo de 30 MHz. @CISPR.

Frequency range MHz	Quasi-peak limits dB(μV/m)
30 to 230	30
230 to 1000	37

Note 1 The lower limit applies at the transition frequency
Note 2 Additional provisions may be required for cases where interference occurs.

Figura A.30: Limites perturbação irradiada pela CISPR 22 medidos. @CISPR.

A.7.2 Normatização para tecnologia PLC banda estreita

A norma CENELEC

O Comitê europeu para padronização eletrotécnica (CENELEC), foi criado em 1973 e é uma instituição técnica sem fins lucrativos constituída sob as lei da Bélgica e composta de comitês eletrotécnicos nacionais de vinte e oito países europeus. Foi oficialmente reconhecido como a organização responsável pela padronização unificada para os equipamentos do mercado de eletro-eletrônicos na Europa pela Comissão Européia pela diretiva 83/189/EEC.

A norma CENELEC EN 50065-1, estabelecida em 1991 é valida no território europeu e regulamenta o uso da rede elétrica para comunicação de dados na porção inferior do espectro. Esta norma regulamenta tanto as freqüências utilizadas quanto os níveis de tensão de sinal que podem ser injetados, a potência transmitida depende assim da impedância enxergada pelo transmissor, mas não pode exceder $500mW$ [Ferreira et al. 24-27 Sept. 1996]. Divide o espectro em em três bandas principais: “A”para uso das companhias fornecedoras de energia elétrica; para uso privado, as bandas “B”e “C”como descrito na figura A.31.

Outras normas importantes em uso na Europa são as IEC870 , IEC1107, IEC1142 e CENELEC ENG1107.

Esta norma se divide em:

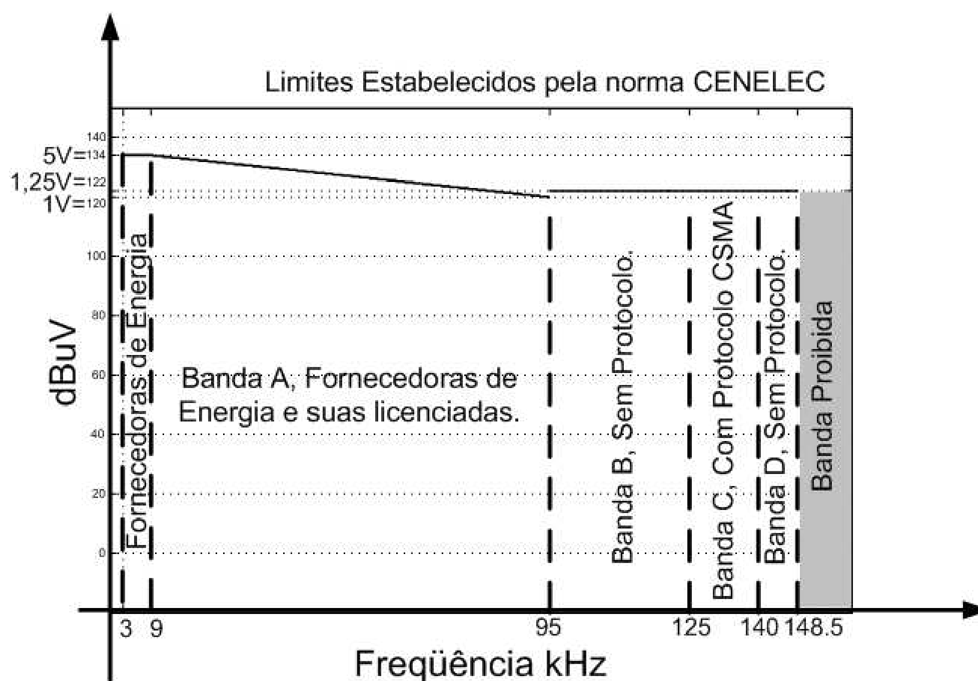


Figura A.31: Limites estabelecidos pela norma CENELEC EN 50065-1. @CENELEC.

Cenelec EN 50065-1:2001, Sinalização em instalações eléctricas de baixa tensão na gama de frequências entre 3 kHz e 148,5 kHz Parte 1: Regras gerais, bandas de frequência e perturbações electromagnéticas

Cenelec EN 50065-2-1:2003, Sinalização em instalações eléctricas de baixa tensão na gama de frequências entre 3 kHz e 148,5 kHz Parte 2-1: Requisitos de imunidade para equipamento e sistemas de comunicação operando na gama de frequências entre 95 kHz e 148,5 kHz para uso em ambientes residenciais, comerciais e da indústria ligeira.

Cenelec EN 50065-2-2:2003, Sinalização em instalações eléctricas de baixa tensão na gama de frequências entre 3 kHz e 148,5 kHz Parte 2-2: Requisitos de imunidade para equipamento e sistemas de comunicações operando na gama de frequências entre 95 kHz e 148,5 kHz para uso em ambientes industriais.

Cenelec EN 50065-2-3:2003, Sinalização em instalações eléctricas de baixa tensão na gama de frequências entre 3 kHz e 148,5 kHz Parte 2-3: Requisitos de imunidade para equipamento e sistemas de comunicações operando na gama de frequências entre 3 kHz e 95 kHz e destinadas a serem usadas pelos produtores e distribuidores de electricidade

A norma FCC

A norma americana FCC no que concerne ao PLC de banda estreita é muito mais aberta e genérica do que a CENELEC, no que concerne a banda ela permite o uso de uma faixa maior entre 9kHz e 490kHz, no que concerne aos níveis de tensão as exigências são:

- Utilização para telemetria, proteção, supervisão do sistema de potência pelas companhias fornecedoras de energia. Com transmissão de ondas em freqüências de rádio

nas linhas de potência.

- Operar no mínima potência necessária para atingir os objetivos.
- Obedecer aos padrões estabelecidos pela indústria.
- A freqüência selecionada deve ser compatível com o espectro local de rádio. Não causando interferência danosa para nenhuma sistema local previamente autorizado.

A.8 Cenário Brasileiro

A.8.1 O cenário normativo do Brasil

Regulamentação PLC banda estreita

Dentro da extensão da pesquisa deste autor, apesar do grande esforço no Brasil para regulamentação do PLC em banda larga, não existe aqui uma normatização de escopo similar à EN50065 visando a regulação do PLC de banda estreita. Como requisito para a operação destes sistemas, a restrição é a observação dos parâmetros de qualidade de energia constantes na resolução 505 da ANEEL.

Ondas Portadoras em Linhas de Alta Tensão (OPLAT)

Apesar de ser considerado um processo de comunicação PLC Banda estreita, esta categoria recebe atenção diferenciada por ser adotada exclusivamente por companhias fornecedoras de energia com aplicação bastante específica. Praticamente todas as companhias de eletricidade brasileiras possuem ou já possuíram em funcionamento equipamentos (OPLAT) Ondas Portadoras em Alta Tensão. Estes equipamentos, permitem o tráfego de um conjunto de canais de 4kHz, que tinham os sinais modulados utilizando-se AM SSB para alocação em freqüências entre 40kHz e 500kHz, sendo possível alocar conjuntamente canais digitais que requisitem baixíssima taxa e canais de voz. São utilizados para criar enlaces de comunicação entre subestações utilizando as linhas de alta tensão como canal, funcionalidade extremamente útil quando a usina ou subestação localiza-se em localidade sem infra estrutura de telecomunicações. Geralmente utilizado em linas de transmissão de alta tensão sem derivações o que faz com que a etenuação e os problemas por descasamentos possam ser minimizados. O uso destes equipamentos possui regulamentação emitida pela ABNT, a NBR8146 que é baseada na IEC495.

A resolução 527 da ANATEL

A normatização brasileira relativa ao uso da comunicação PLC é bastante recente, a discussão se intensificou nos seis anos mais recentes com a realização de inúmeros seminários e discussões patrocinados pela Aneel e anatel [Martinhão 2007] [Cavaliere e Bandim 3 e 4 de maio de 2007] [K.Dostert 3 e 4 de maio de 2007], criação da comissão CBC-7, criação do fórum Aptel Brasil PLC em 29 de junho de 2004. Com a intensificação da

exploração do serviço em São Paulo a ANATEL disponibilizou a consulta pública número 38 em 25 de agosto de 2008, que veio a assentar as bases da resolução número 527.

A resolução 527 da ANATEL,[ANATEL 2009] data de oito de abril de 2009 e regulamenta o uso do PLC banda larga, nesta resolução optou-se por não se restringir o uso a uma tecnologia específica, mas apenas por regulamentar as freqüências utilizadas e os limites de radiação que podem ser praticados. Pelo fato da faixa atribuída ao PLC banda larga que é de 1.705MHz até 50MHz estar sobreposta a outros serviços de telecomunicações algumas exigências para a não interferência devem ser observadas. Os equipamentos PLC são considerados equipamentos de radiação restrita de caráter secundário.

A figura A.32 apresenta os limites de norma para os campos irradiados não intencionalmente por redes PLC banda larga operando em redes de baixa tensão, que apresentam tensões nominais iguais ou inferiores a 1kV.

Frequência em MHz	Intensidade do campo (µV/m)	Distância para aferição (m)
1,705 - 30,000	30	30
30,000 - 50,000	100	3

Figura A.32: Limites para os campos irradiados por redes de baixa tensão. @ANATEL.

A figura A.33 apresenta os limites de norma para os campos irradiados não intencionalmente por redes PLC banda larga operando em redes de média tensão, que apresentam tensões nominais superiores à 1kV e inferiores a 69kV

Frequência em MHz	Intensidade do campo (µV/m)	Distância para aferição (m)
1,705 - 30,000	30	30
30,000 - 50,000	90	10

Figura A.33: Limites para os campos irradiados por redes de média tensão @ANATEL.

Como a faixa de freqüência atribuída para o PLC banda larga se superpõe com faixas usadas no serviço móvel aeronáutico e serviços de rádio amador, é necessário que os sistemas PLC de média tensão sejam capazes de não gerar interferência nestes outros serviços, respeitando as faixas definidas na tabela A.1.

O fato de que os sistemas PLC BPL em média tensão são baseados na modulação OFDM com um grande número de portadoras, e a possibilidade de configuração das

Faixa MHz
2,754-3,025
3,400-3,500
4,453-4,700
5,420-5,680
6,525-6,876
6,991-7,300
8,815-8,965
10,005-10,123
11,275-11,400
13,260-13,360
13,927-14,443
17,900-17,970
21,000-21,450
21,924-22,000
28,000-29,700

Tabela A.1: Freqüências na zona de exclusão para redes de média tensão.

portadoras que devem ser anuladas é extremamente útil para que possam cancelar a emissão de potência nestas 15 faixas.

Citando o artigo 7º:

"Art. 7º, Os sistemas BPL devem possuir as seguintes características técnicas:

I - incorporar técnicas de mitigação de interferências que possibilitem reduzir remotamente a potência do sinal e remanejar as freqüências em operação em tais sistemas, incluindo filtros ou permitindo o completo bloqueio de radiações indesejadas em freqüências ou de faixas de freqüências, em conformidade com este Regulamento.

II para freqüências abaixo de 30 MHz, quando da utilização de filtros para evitar interferência em uma faixa de radiofreqüências específica, os filtros devem ser capazes de atenuar as radiações indesejadas dentro desta faixa a um nível de, pelo menos, 20 dB abaixo dos limites especificados neste Regulamento.

III para freqüências acima de 30 MHz, quando da utilização de filtros para evitar interferência em uma faixa de radiofreqüências específica, os filtros devem ser capazes de atenuar as radiações indesejadas dentro desta faixa a um nível de, pelo menos, 10 dB abaixo dos limites especificados neste Regulamento.

IV manter as configurações de mitigação de interferência, mesmo quando houver falta de energia na rede ou quando o equipamento for desligado e religado, de forma consecutiva ou esporádica.

Freqüências (MHz)
4,122-4,128
4,177-4,178
4,207-4,208
6,212-6,218
6,268-6,269
6,312-6,313
8,288-8,294
8,364-8,365
8,376-8,377
12,287-12,293
12,520-12,521
12,577-12,578
16,417-16,423
16,695-16,696
19,680-19,681
22,376-22,377
26,100-26,101

Tabela A.2: Freqüências proibidas em zona de proteção costeira para redes de MT.

> V dispor de mecanismo que possibilite, remotamente, a partir de uma central de controle, o desligamento da unidade causadora de interferência prejudicial, caso outra técnica de mitigação não alcance o resultado esperado."

A norma exige também que estes sistemas respeitem as zonas de proteção e exclusão associadas ao uso de serviços móveis marítimos e ou usos dessas freqüências para fins militares. Estabelece 34 zonas de proteção costeiras de raio 1km , 17 zonas de proteção terrestres de raio 1km e 7 zonas de exclusão terrestres de raio 1km, além das zonas de exclusão da área dos presídios.

Nas zonas de proteção terrestre o uso das freqüências entre 1.7MHz e 30MHz é proibido. Nas zonas de exclusão terrestre e nas áreas dos presídios, o uso do PLC Banda Larga é terminantemente proibido. Nas zonas de proteção costeiras, o uso das freqüências entre 2,1735MHz e 2,1905MHz é proibido e para as redes operando em média tensão, nas faixas de freqüência constantes da tabela A.2, utilizadas no serviço móvel marítmo, deve-se atingir uma atenuação superior em 10dB ao que consta em A.33.

A.8.2 Experiências com PLC no Brasil

As experiências com PLC no Brasil com a tecnologia PLC são de três tipos principais: Projetos de pesquisa e desenvolvimento implementados pelas companhias estaduais de energia, geralmente visado a gerência e manutenção de sua rede, projetos piloto para avaliação dos índices de performance da tecnologia, para serviços tanto do tipo banda

larga como banda estreita e começam no Brasil as peimeiras iniciativas de exploração comercial da tecnologia de acesso em banda larga.

Projetos de P&D

O cenário mundial de difusão da tecnologia PLC e suas aplicações junto a nova política de incentivo da ANEEL à projetos de P&D nas companhias fornecedoras de energia foram e são as bases para o surgimento de um grande número de projetos relacionados a esta tecnologia. O objetivo destes geralmente é avaliação de desempenho frente a aplicações específicas de interesse das companhias fornecedoras, listando-se abaixo alguns exemplos destes projetos constantes em [Romano 2007] e [Vieira 2007].

- "Pesquisa Aplicada em Tecnologias de Sistemas de Telecomunicações para Telessupervisão, Controle e Monitoração de Redes de Energia Elétrica"2001-2004, PLC banda larga, CPFL, ELETROPAULO, BANDEIRANTE, ELEKTRO.
- "Transmissão de Dados através da Rede de Energia Elétrica", 2004-2005, PLC banda larga e banda estreita, Análise comparativa, de implantação e mecadológica, CELESC.
- "Elaboração de Especificação Funcional e por Desempenho de Sistemas PLC com Baixas Taxas de Transmissão de Dados", 2004-2005, PLC de banda estreita, , análise comparativa dos desempenhos atingidos, CEMIG.
- "Aplicação de Tecnologia PLC para Melhoria de Eficiência Energética e Recuperação de Perdas Comerciais"2003-2006, PLC de banda larga aplicado a telemedição, participante: ELETROPAULO.
- "Aplicação da Tecnologia Powerline em Medições de Consumo"2003-2006, balanço energético, banda larga e banda estreita, integração com software SIGE, LIGHT.
- "Análise do Desempenho de Sistemas PLC frente a Distúrbios ligados à Qualidade de Energia Elétrica"2004-2006, PLC de banda larga, ELETROPAULO.
- "Desenvolvimento da Tecnologia PLC (Power Line Communications) no Telecomando de Religadores Automatizáveis da Rede de Distribuição de 13,8 kV da COSERN"2006-2008, PLC de banda estreita em média tensão, COSERN.
- "Telecomando de Chaves da Rede de Distribuição através da Tecnologia PLC",CEMAR.
- "Desenvolvimento de um Sistema de Localização de Falta na Rede de Distribuição da CELPE", CELPE.
- "Rede de Multisserviços utilizando a Infra-estrutura de Energia Elétrica", ELETROPAULO.
- "Supervisão do Fornecimento de Energia Elétrica em Média Tensão através da Tecnologia PLC de Banda Larga."2004-2005, CELG - FITEC

- "Modelo Prático de Gerência para Plataformas de Telecomunicações Envolvendo Tecnologia PLC"2005-2006, CELG - UFG.
- "Modelo de Evolução para "Smart Grid", para a Rede Elétrica da CELG",2006-2007,CELG - ITCO.
- "Modelos de Negócios e Arquitetura de Sistema para Implementação de um Sistema de AMR na CELG",2006-2007,CELG - ITCO.

O projeto Barreirinhas Maranhão

Um dos pontos fortes da tecnologia PLC é a possibilidade de ser utilizada como ferramenta de inclusão social. A rede de fornecimento de energia é a que possui maior capilaridade no Brasil e no mundo, atingindo localidades onde não há infraestrutura de telecomunicações. O projeto Vila digital de Barreirinhas é uma iniciativa capaz de testar o PLC neste contexto. Conta com o apoio da CEMAR, Eletropaulo, ELETRONORTE, APTEL, Ministério das Comunicações e do SEBRAE.

Dados do município de Barreirinhas [Vieira 2007] [de O. Jatobá 2007]:

- Seu IDH ocupa 5.287ª posição em relação aos 5.564 municípios do país.
- Renda per capita média de R$ 213 ao ano para as pessoas com mais de 10 anos de idade.
- Situada na região dos lençois maranhences, que tem grande potencial turístico.
- 40.000 habitantes sendo 13.000 habitantes de áreas urbanas. 7.700 domicílios sendo que 40% não possuem instalações sanitárias.

O município é um bom representante da realidade rural desassistida do Brasil. O acesso a tecnologias de acesso digital é uma demanda para crescimento turístico da cidade, sendo o PLC uma tecnologia alternativa ideal para o cenário. Todo o projeto representa um teste para o papel que a tecnologia PLC pode vir a desempenhar no cenário brasileiro possibilitando a avaliação de seus impactos sociais como também e desempenho como tecnologia. A internet para a comunidade chega através de antena do programa Governo Eletrônico Serviço de Atendimento ao Cidadão (GESAC) e é distribuída pela tecnologia PLC de banda larga.

O projeto em seu início atingia 150 usuários nas classes residencial, comercial, prefeitura e entidades públicas. As aplicações eram: Acesso a internet; transmissão de voz, imagens e integração com o projeto da TV digital iterativa (Projeto SAMBA)

O projeto Restinga no Rio Grande do Sul

Restinga é um bairro carente da cidade da periferia de Porto Alegre, distando de 30km do centro desta capital.Dados dos habitantes de Restinga [de O. Jatobá 2007]: 50.020 moradores, 13.421 domicílios e rendimento médio mensal de 3,03 salários mínimos .

O projeto Restinga no Rio Grande do Sul tem por objetivo a integração a distribuição de serviços de internet, voz e vídeo para escolas, postos de saúde , além de serviços de

telemetria e telecomando [de Avila e Pereira 2007]. É uma iniciativa de quatro entidades parceiras PROCEMPA, CEEE, UFRGS e CETA. O projeto visa testar a tecnologia PLC como alternativa de acesso de última milha para comunidades carentes, em moldes similares ao projeto Barreirinhas.

A tecnologia utilizada é o padrão DS2 aprovado pela OPERA. Os dados chegam através de enlace de fibra ótica da infovia implementada pela PROCEMPA até a subestação Porto Alegre 14 onde são injetados na média tensão 13,8kV utilizando acoplador indutivo e a unidade Master PLC. Os sinais são distribuídos em média tensão e levados à baixa tensão a partir unidades repetidoras. As unidades repetidoras "By Passam"os transformadores de distribuição, utilizando acopladores indutivos na média tensão. A rede PLC formada tem 3,5km de extensão [de Avila e Pereira 2007] e provê acesso a mais 350 pontos. a taxa total no barramento PLC atinge velocidades entre 45 e 200Mbps.

AES Eletropaulo Telecom

Ao final de 2008 e no início do ano de 2009 diversas chamadas na mídia aberta do Brasil já anunciam a chegada da tecnologia PLC como alternativa de acesso a internet. A empresa AES Eletropaulo prevê o início da comercialização da tecnologia para o final de 2009 [Maia 2008].

Esta empresa já mantém na cidade de São Paulo uma rede de fibra ótica de mais de 2000km de extensão e investiu mais de 20 milhões de reais na implementação de uma rede PLC banda larga integrada com esta rede de fibra ótica em 2007 e em 2008, mas seguindo o seu plano de negócios, não pretende vender diretamente os serviços de acesso aos usuários finais, apenas a outras empresas provedoras.

A AES Eletropaulo Telecom já pode "iluminar"com seus equipamentos BPL a região de Moema, Pinheiros e Cerqueira César cobrindo cerca de 15 mil residências e 300 prédios, esta rede está conectada a 70km de fibra ótica. Apesar disso tudo depende ainda de provedores de acesso a internet disponibilizarem esta "ponte"para os usuários finais. Mostra-se que o acesso BPL é mais atraente para distribuição em edifícios, pois o custo de implantação pode ser diluído entre os usuários. A velocidade de acesso, que é a da tecnologia de segunda geração, entre 45 e 200Mbps também é diluída, mas mesmo assim, a depender do número de usuários ainda é uma velocidade bastante superior aos atuais serviços de ADSL.

Apêndice B

Protocolos PLC, banda estreita

A seguir são apresentados maiores detalhes de alguns padrões de comunicação atualmente estabelecidos pela indústria que podem funcionar utilizando comunicação PLC de banda estreita. A ênfase será dada na camada física. A maioria destes padrões como: BatiBus, CEBus, EIB, LonWorks and EHS entre outros, em realidade são modelos completos para aplicações de automação que definem mais do que a primeira camada no modelo OSI de comunicação, a comunicação PLC é apenas alternativa viável para esta camada.

B.1 X-10

O protocolo X-10 é um dos mais antigos e mais simples empregados na comunicação PLC. Nunca chegou a ser uma norma estabelecida, mas foi largamente empregado de maneira Ad-hoc. Tendo assim como o sistema RCS, é também unidirecional e usa a modulação ASK, mas diferentemente deste sua portadora tem freqüência de 120kHz. Atualmente em rara aplicações ele é empregado de maneira bidirecional, sempre com objetivos bastante simples como o controle de relés e iluminação que exigem baixíssimas taxas de transmissão.

O X-10 é baseado em modulação ASK, uma onda de 120kHz é somada ao sinal da rede elétrica, a transmissão é síncrona com a rede, sendo que o ponto do cruzamento por zero do sinal de tensão é a referência, não são permitidos erros de sincronismo maiores que 200 micro segundos. Em cada semi ciclo o transmissor X-10 transmite três slots com modulação ASK de 1ms de duração cada, neste semiciclo, ou todos os três slots ASK estão ligados ou os três estão desligados, representando 1 bit de canal por semi-ciclo da rede como ilustrado nas figuras B.1, B.2 e B.3.

O pulso ASK é transmitido três vezes em um mesmo semi-ciclo da rede para possibilitar o sincronismo com o cruzamento de zero nos receptores conectados as outras duas outras fases, para sistemas de rede trifásica.

O pacote X-10 se compõe de três partes principais: o código de início, que identifica o onde começa o pacote X-10; O código da casa, que identifica o conjunto ou rede de equipamentos aos quais se destina a informação e finalmente a palavra de código que pode ou identificar a unidade a qual se destina a informação ou identificar o comando para esta unidade. O pacote X-10 dura exatamente 11 ciclos de rede.

O código de início dura 2 ciclos de rede e é codificado em 4 bits que se associam

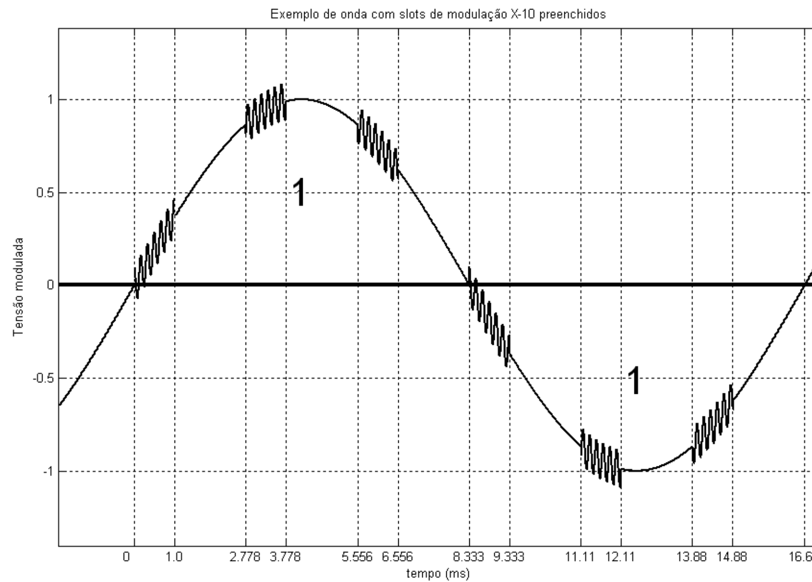


Figura B.1: Bits 1 1 de canal versus forma de onda no X-10

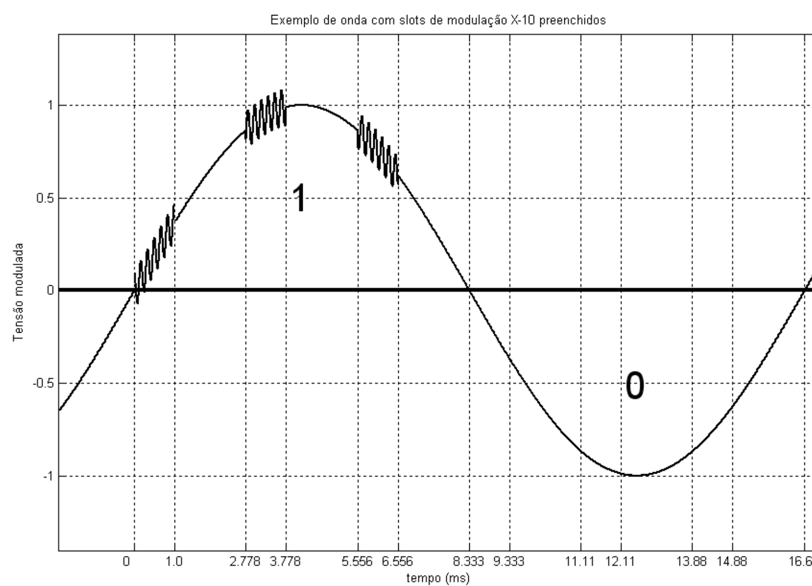


Figura B.2: Bits 1 0 de canal versus forma de onda no X-10

diretamente a quatro bits de canal. O código da casa é transmitida com quatro bits de dados, que se associam a oito bits de canal da seguinte forma: para cada bit de dado é transmitido um bit de canal igual a este e outro subseqüente negado; a palavra de código é transmitida da mesma forma, sendo que tem 5 bits de dados, como ilustra a figura B.4.

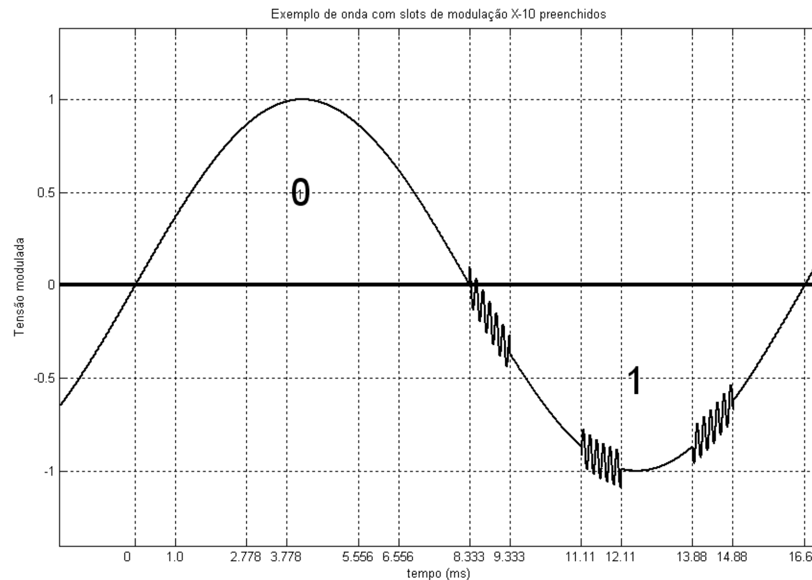


Figura B.3: Bits 0 1 de canal versus forma de onda no X-10

A palavra, ou chave de código está restrita a apenas 32 possibilidades, 16 destas palavras representam endereços e as outras 16 representam comandos [*X10 Theory* n.d.] como ilustrado na figura B.4.

É possível associar no X-10 seqüências do tipo: a mensagem Casa A, equipamento 3; seguido da mensagem Casa A, equipamento 5; seguido da mensagem Casa A, ligar. Esta seqüência ligaria os equipamentos 3 e 5 da casa A.

Cada pacote de mensagem X10 deve ser transmitidos duas vezes com pausa de 3 ciclos de rede antes do próxima. As exceções principais são os comandos: dados extendidos e código extendido, logo em seguida a estes comandos e sem a ocorrência da pausa, um conjunto de bytes deve ser enviado seqüencialmente, sem pausas, cada byte associado a 16 bits de canal da maneira usual, a taxa de 60bps pode ser atingida. Os comandos "Dim"e brilho também devem ser transmitidos sequencialmente e sem pausas. Os comandos de requisição de saudação e resposta de saudação servem para que um transmissor X-10 seja capaz de detectar outro dispositivo capaz de fazer a transmissão X-10 num mesmo código de casa.

Embora o padrão X-10 represente uma solução para automação residencial que envolva baixo custo e facilidade de instalação (devido à não necessidade de recabeamento da casa), ela possui limitações:

- A comunicação X-10 não apresenta a confiabilidade necessária para qualquer aplicação em que isto seja uma necessidade, testes de campo demonstram que casas com mais de 185 metros quadrados já podem apresentar falhas de comunicação.

- A atenuação que ocorre entre fases é um grande problema para a comunicação PLC X-10, exigindo em alguns casos a instalação de capacitores ou circuitos especiais

	Código de início				Código da casa				Chave de código				
	1	1	1	0	H1	H2	H4	H8	D1	D2	D4	D8	D16
Bits de canal	1	1	1	0	0 1	1 0	1 0	0 1	0 1	0 1	0 1	1 0	1 0
Bits de dados	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1
					Casa A				Todas as luzes ligar				

	D1	D2	D4	D8	D16
Todas as unidades desligar	0	0	0	0	1
Todas as luzes ligar	0	0	0	1	1
Ligar	0	0	1	0	1
Desligar	0	0	1	1	1
Dim	0	1	0	0	1
Brilho	0	1	0	1	1
Todas as luzes desligar	0	1	1	0	1
Código extendido	0	1	1	1	1
Requisição de saudação	1	0	0	0	1
Ack de Saudação	1	0	0	1	1
Pre setar Dim	1	0	1	X	1
Dados extendidos(Analógico)	1	1	0	0	1
Status=Ligado	1	1	0	1	1
Status=Desligado	1	1	1	0	1
Requisição de status	1	1	1	1	1

	D1	D2	D4	D8	D16
1	0	1	1	0	0
2	1	1	1	0	0
3	0	0	1	0	0
4	1	0	1	0	0
5	0	0	0	1	0
6	1	0	0	1	0
7	0	1	0	1	0
8	1	1	0	1	0
9	0	1	1	1	0
10	1	1	1	1	0
11	0	0	1	1	0
12	1	0	1	1	0
13	0	0	0	0	0
14	1	0	0	0	0
15	0	1	0	0	0
16	1	1	0	0	0

	H1	H2	H4	H8
A	0	1	1	0
B	1	1	1	0
C	0	0	1	0
D	1	0	1	0
E	0	0	0	1
F	1	0	0	1
G	0	1	0	1
H	1	1	0	1
I	0	1	1	1
J	1	1	1	1
K	0	0	1	1
L	1	0	1	1
M	0	0	0	0
N	1	0	0	0
O	0	1	0	0
P	1	1	0	0

Figura B.4: Pacote de comando X-10

para fazer esta conexão.

- O fato da comunicação X-10 ser unidirecional na maioria dos casos faz com que faz com que não haja caminho de retorno para confirmação de recebimento de pacotes o que não certifica o transmissor da execução dos comandos.
- Não existe protocolo de acesso ao meio o que faz da presença de dois transmissores numa mesma rede uma preocupação no que concerne as colisões.

As potências de transmissão do equipamentos X-10 para PLC são da ordem de dezenas de mW com mínimo de 60mW, podendo alcançar uma tensão de sinal de até 5Vp-p, é permitido que a freqüência da portadora varie em até 5%.

B.2 CEBus

Em 1984, membros do EIA (Electronics Industry Association) propuseram a criação de um padrão para power line. Em 1992 foi divulgado um documento contendo as especificações do padrão. Este padrão foi chamado de CEBus (Consumer Electronic Bus) que é o nome popular do padrão ANSI/EIA-600.

A especificação CEBus define seis tipos diferentes de meio físico: Rede elétrica, par trançado, rádio, cabos coaxiais e fibra ótica. Equipamentos operando em diferentes meios podem ser utilizados numa única rede CEBus. A comunicação entre eles pode ser feita pelos roteadores. É um protocolo de comunicação ponto a ponto, estabelecendo padrões para as camadas 1 e 2 do modelo OSI pode se estabelecer comunicação em diversos meios físicos e também via linhas de potência .

Qualquer nó da rede no CeBUS pode tomar a iniciativa de comunicação e para evitar as colisões é utilizado o o protocolo de acesso ao meio CSMA/CDCR, que segundo [Yang e C.N. 1993] apresenta performance superior aos protocolos CSMA, CSMA/CD, SALOHA, ALOHA para as taxas de utilização e tamanhos de mensagem apresentados. Quando uma estação tem dados para enviar ela primeiro observa o canal para verificar se alguma outra estação esta transmitindo. Quando duas estações tentam transmitir e ocorre uma colisão a diferença principal é que no o CSMA/CDCR uma das estações continua a transmissão enquanto as outras aguardam e no CSMA/CD todas elas cessam.

Os pacotes tem tamanho mínimo de 64 bits, mas seu tamanho pode variar a depender da aplicação e demanda. A taxa de transmissão máxima é de 7500 bps.

O padrão CEBUS aloca uma faixa de freqüência entre 100 kHz e 400kHz. É realizada uma varredura de freqüências de 200kHz até 400kHz e logo em seguida de 100kHz até 200kHz. O ciclo completo dura $100\mu s$ e faz 25 oscilações de amplitude, como visto na figura B.5 retirada de [Montoya n.d.]. Tem capacidade de rejeição de sinais interferentes de grande amplitude.

Esta técnica de modulação apresenta pouco vazamento espectral, o valor RMS de tensão dentro da faixa entre 100kHz e 400kHz de um símbolo é de até 2.5V e a tensão RMS fora da faixa estabelecida não ultrapassa 4,24mV.

Na transmissão de uma mensagem CeBUS primeiramente são transmitidas ondas Chirp com mesma fase, acrescentando-se $14\mu s$ de silencio entre elas, existem dois estados possíveis para a onda de $114\mu s$: superior, com $100\mu s$ de onda Chirp e $14\mu s$ de silencio e inferior, com $114\mu s$ de silêncio como exemplificado na figura B.6. Um 0 de canal é representado por dois estados iguais seguidos de uma inversão, um bit 1 de canal é representado por uma inversão. Cada preâmbulo têm 8 bits de canal, podendo durar de 1,82ms para a sequencia binária 00000000 até $912\mu s$ para 11111111. O objetivo do preâmbulo é principalmente facilitar o trabalho do método CSMA/CDCR possibilitando que as colisões sejam detectadas durante este rapidamente [Mey 1994] e sem prejuízo, se o transmissor detecta colisões durante a transmissão do preâmbulo ele aborta a transmissão.

Caso a transmissão não seja abortada, após o preâmbulo, é transmitido o "Start of packet", ajudando o receptor no sincronismo da mensagem. Uma sequência de 8 ondas chirp de mesma fase seguidas de uma de fase oposta. Durante a transmissão do "Start of packet"os dois estados possíveis para o pulso são: fase 0°, e fase 180°. Estes pulsos duram $100\mu s$, não havendo silêncio por parte parte do transmissor. Um bit zero de canal é transmitido por uma não inversão de fase seguida de uma inversão, um bit 1 de canal é transmitido por uma inversão; numa modulação chamada de PRK como ilustra a figura B.7 retirada de [Mey 1994]. Os dados são enviados em seguida com o mesmo esquema de modulação.

Existem comandos pré definidos para as aplicações iniciais do CeBUS bastante relaci-

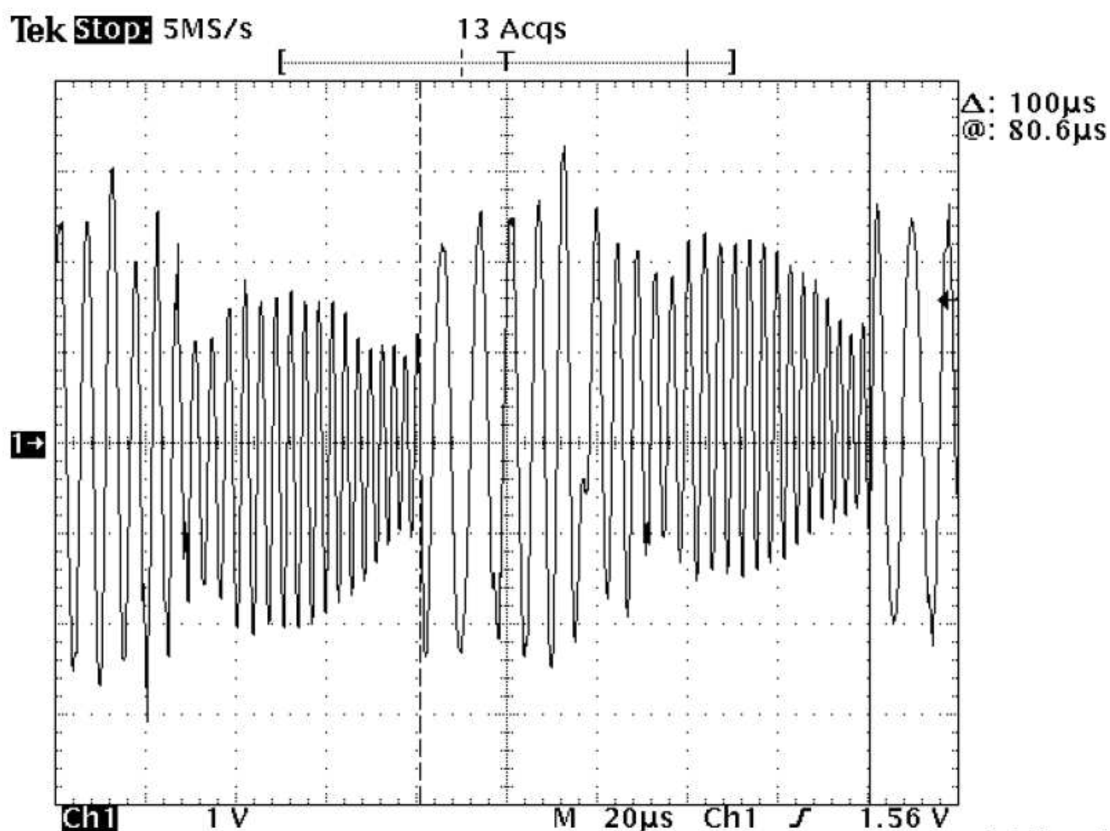


Figura B.5: Formas de onda Chirp no protocolo CeBUS

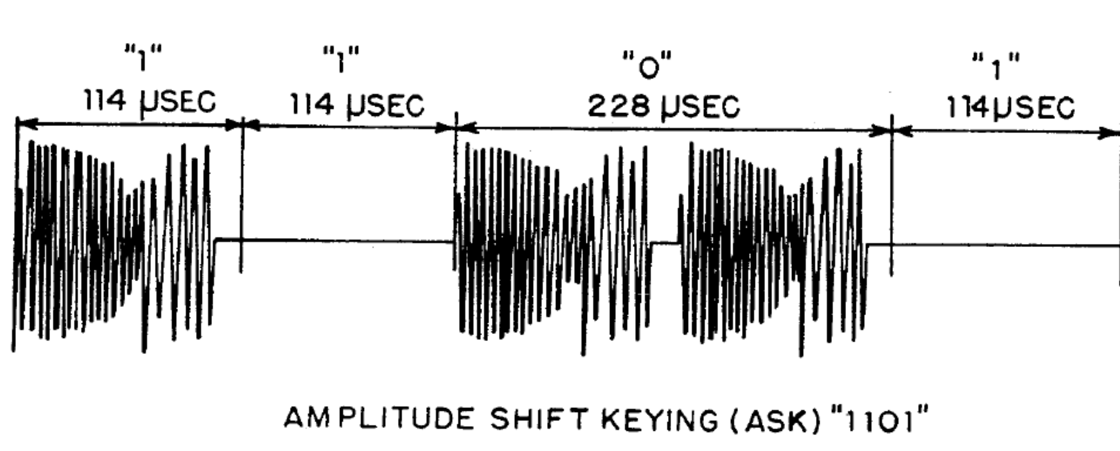


Figura B.6: Modulação para o preâmbulo CeBUS

onados as suas finalidades iniciais de automação doméstica: Aumento de volume, avanço rápido, rebobinar, pausa, pular e aumento e diminuição de um grau centígrado.

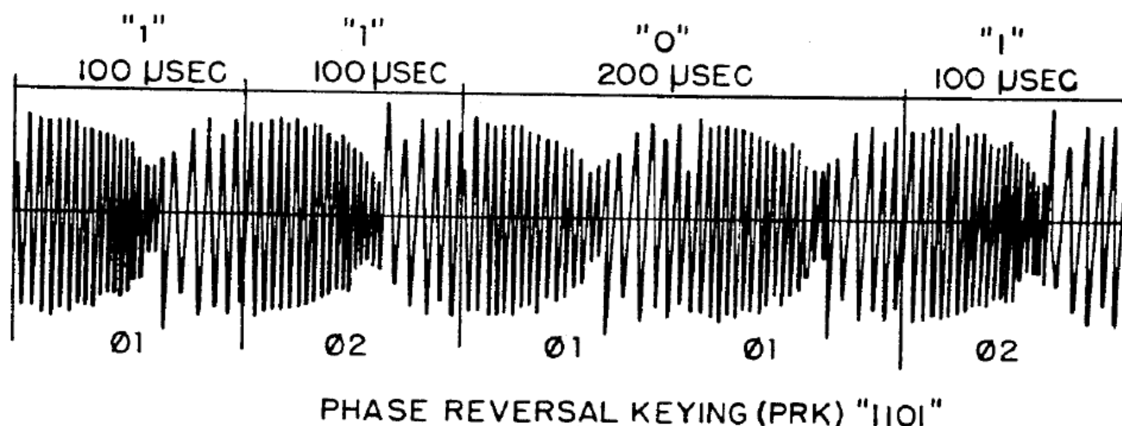


Figura B.7: Forma de onda para os dados CeBUS

B.3 Lonworks - Power Line

A empresa “Echelon corporation”, com o objetivo de estabelecer um protocolo unificado de comunicação para fins de automação e controle criou o padrão Lonworks que usa o protocolo de comunicação LonTalk. A tecnologia Lonworks compreende mais do que a camada física, ela abrange todas as camadas OSI para padrões de comunicação e tem tido sucesso em garantir a interoperabilidade de equipamentos de fabricantes diversos, operando em diferentes meios. Compreende também suporte para a especificação das redes, instalação, diagnóstico, além de módulos de controle padronizados. Foi criado para suportar operação em diversos tipos de canal para a camada física [Blomseth 2005]: Par trançado, Tunneling IP, Fibra ótica, RS-485 e finalmente as redes de fornecimento de energia. Cada um dos meios de transmissão é capaz de suportar uma diferente taxa, como mostrado na figura B.8 presente em [Blomseth 2005].

Em 1999 este protocolo foi aceito como o padrão ANSI/CEA-709.1, posteriormente o protocolo foi ratificado como padrão global para automação e controle pela especificação ISO/IEC/EN: 14908-1 Communication protocol. Complementadas por ISO/IEC/EN 14908-3: Power line signaling technology e ANSI/CEA-709.2.

A tecnologia Lonworks possibilita a comunicação ponto a ponto dos equipamentos em um barramento implementando o protocolo CSMA. Permite o uso ou não de Acks de mensagem, definição de prioridades de acesso e serviços de gerenciamento de rede. A arquitetura ponto a ponto permite a cada dispositivo na rede liberdade para se comunicar diretamente com o dispositivo alvo. Nas topologias mais confiáveis para redes de controle não existe um dispositivo mestre para determinar quando e como os pacotes devem ser entregues. Assim não existe um dispositivo cuja falha compromete todo o funcionamento da rede.

Um dos principais elementos para a popularização é a fabricação em larga escala e baixo custo, do “neuron chip”de oito bits. Este CI possui 3 processadores em linha e nele estão implementados todos os algorítmos da camada 2 até a camada 6, do protocolo [Rabbie n.d.], como ilustra a figura B.9 presente em [Rabbie n.d.]. Dois dos processadores

Name	Media	Bit Rate	Definition
FO-20L	Fiber Optic	1.25Mbps	ANSI/EIA/CEA-709.4
FO-20S	Fiber Optic	1.25Mbps	ANSI/EIA/CEA-709.4
IP-852	**EIA/CEA-852 IP Tunneling**	**N/A**	**ANSI/EIA/CEA-852**
PL-20A	**CENELEC A-band Power Line**	**2613bps**	**ANSI/EIA/CEA-709.2**
PL-20C	**CENELEC C-band Power Line w/access protocol**	**156.3k/3987bps**	**ANSI/EIA/CEA-709.2**
PL-20N	**CENELEC C-band Power Line w/o access protocol**	**156.3k/3987bps**	**ANSI/EIA/CEA-709.2**
TP/FT-10	**Free Topology Twisted Pair**	**78.13kbps**	**ANSI/EIA/CEA-709.3**
TP/RS485-39	RS-485 Twisted Pair	39.06kbps	EIA/TIA-232-E
TP/XF-1250	**Transformer-Isolated Twisted Pair**	**1.25Mbps**	**LONMARK® Interoperability Guidelines**

Figura B.8: Possibilidades para a camada OSI-1 Utilizada no protocolo LonTalk

são utilizados para gerenciar a rede e um processor executa a aplicação, o que faz com que o processamento da aplicação não afete o desempenho da rede e vice versa. O "neuron chip"pode ser adquirido por menos que 5 dolares americanos. O baixo preço que foi possibilitado exatamente por fabricação em larga escala que acontece devido a generalidade do protocolo.

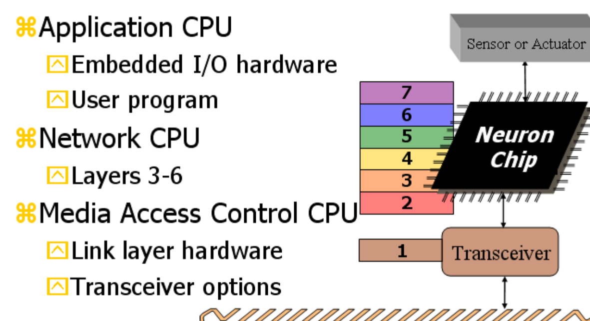


Figura B.9: Ilustração da funcionalidade do neuron chip

B.3.1 Camada Física LonWorks-PL

O sistema de de modulação utilizado equipamentos Lonworks possui banda estreita e como mostrado na figura B.8 pode gerar um espectro contido tanto na faixa alocada para na banda CENELEC-A, definida pela EN 50065-1,como na banda CENELEC-C. O espectro do sinal, por estar contido nas bandas definidas pela norma CENELEC que

é mais restritiva que a FCC americana ou ARIB japonesa, automaticamente atende as requisições destas outras.

O sistema funciona com modulação BPSK [*TMS320C2000 Digital Signal Controller Power Line Communication* 2005] e única portadora , existindo uma portadora alternativa, que é utilizada caso a principal estiver severamente afetada pelo canal [Ech 2009]. Na faixa CENELEC A a freqüência central é 86kHz prioritariamente e 75kHz alternativamente; na faixa CENELEC C a freqüência central é definida prioritariamente em 132kHz utilizando 115kHz como freqüência alternativa, como na figura B.10, o espectro ocupado pelo sinal vai de 125kHz até 140kHz com $f_c = 132kHz$. Para aliviar os efeitos do ruído os equipamentos Lonworks usam correlatores especiais e um sistema patenteado de cancelamento de ruído.

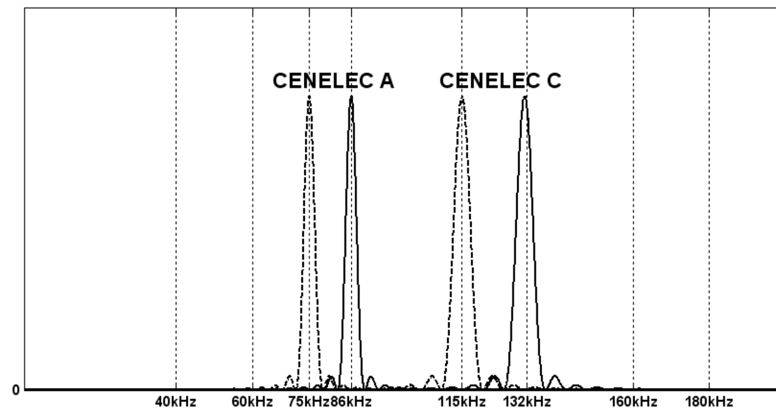


Figura B.10: Definição de freqüências que podem ser atribuídas a portadora

Apesar das técnicas de espalhamento espectral terem se popularizado no uso para "PLC", por sua capacidade de rejeição de ruído; nas faixas definidas pela norma CENELEC, para taxas de transmissão da ordem de 5kbps, o ganho de processamento atingido não possibilita um desempenho suficientemente superior aos sistemas de portadora banda estreita. O ganho de processo no caso, teria de ser suficiente para justificar o uso de um transceptor mais complexo e compensar as perdas de implementação o que segundo as análises presentes em [Dostert 1997] e [Sutterlin e Downey n.d.], não acontece em geral. Uma outra vantagem dos sistemas de banta estreita é que eles estão sujeitos a uma menor distorção devido as não idealidades da resposta em freqüência do canal. Por usar técnicas especiais para processamento digital de sinais é afirmado que o receptor pode trabalhar em faixas dinâmicas da ordem de $80dB$. Para aplicações que exijam altas potências de transmissão, a Echelon vende um amplificador, o "PLA-21"capaz de gerar um sinais de até 10Vp-p e 1A de saída em impedâncias tão baixas quanto 2Ω.

Na figura B.11 retirada de [*TMS320C2000 Digital Signal Controller Power Line Communication* 2005] é mostrada a estrutura do pacote ANSI/CEA-709.1 operando banda CENELEC C, que determina o uso do protocolo de acesso ao meio CSMA.

Fcarrier	131.579	kHz
Cycles/bit	24	
Encoded bit rate	5.482	kb/s
Message data payload	128	bytes (for example)
Bit encoding rate	8/11	bits
	0.727	
L2HDR	8	bits
NPDU	1024	bits
CRC	16	bits
Packet data payload	1441	total bits
bit sync	24	(101010101010101010101010)
word sync	11	(11001111011)
data payload	1441	
end of packet (EOP)	11	(11100110011)
end of packet (EOP)	11	(11100110011)
MAC layer packet	1498	bits
Effective data rate	3.748	kb/s

Figura B.11: Pacote no LonTalk-PL

B.4 HomePLUG C & C

O HomePlug CC (Command and Control) é uma especificação que tenta criar um padrão para o acesso PLC de banda estreita, é uma tecnologia complementar e compatível com Homeplug 1.0 e Homeplug AV por usar uma faixa de freqüências que não se sobrepõe a estes dois padrões. Este protocolo prevê a futura padronização de todas as 7 camadas OSI, atualmente as camadas 1 física e 2 de endereçamento e enlace encontram-se definidas e disponíveis. O objetivo do estabelecimento das camadas superiores é garantir a compatibilidade entre os equipamentos de todos os fabricantes que se disponham a utilizar o protocolo.

O objetivo principal deste protocolo é a automação doméstica, no monitoramento de alarmes, acionamento e controle de eletrodomésticos com o uso do PLC de banda estreita. Os membros do consorcio Homeplug particularmente envolvidos no desenvolvimento foram: Ariane Controls, Corporate Systems Engineering, GE Energy, LG Electronics, Sharp, Simply Automated, Texas Instruments, Watteco and Yitran Communications; todos apresentam larga experiência em comunicação para acionamentos e controle.

O objetivo é fazer com que as soluções tenham custo extremamente baixo, para que possam ser adicionadas como parte integrante dos equipamentos domésticos e devem ter total interoperabilidade entre os diferentes fabricantes. devem ser Plug and play e requisitar a mínima habilidade necessária do instalador para formar uma rede íntegra e

segura.

Qaulquer entidade da rede deve ter a possibilidade de disparar eventos, tomando a iniciativa da comunicação, e qualquer entidade da rede deve ter a habilidade de responder a estes eventos com ações, enviado o status de execução de volta para o originador do evento.

B.4.1 Camada Física

Utiliza a modulação DCSK “Differential Code Shift Keying”, uma modulação com espalhamento espectral visando robustez. Visa garantir maior confiabilidade que os outros protocolos banda estreita para transmissor e receptor na mesma fase e também em fases diferentes por possuir faixa dinâmica. A faixa dinâmica deve ser maior que 90dB no receptor e a sensibilidade, capaz de detectar sinais inferiores a 1mV . Visa garantir maior imunidade ao desvanecimento por possuir 3 canais frequencia, e suportar a modulação das impedância pelo sinal de 60Hz e distorções características da comunicação PLC por sua forma de onda Chirp.

É Configurável para diversas faixas de operação e níveis de sinal, adequando-se a normatização pertinente ao PLC de banda estreita (FCC, ARIB, CENELEC A e B) e capaz de operar em diversas taxas de comunicação em adaptando-se a qualidade do canal de comunicação. Trabalhando sob a norma FCC ou ARIB permite as taxas de: 7,5Kbps operando no modo padrão “SM”, utilizando o DCSK6. Taxa de 5Kbps no modo robusto “RM”, DCSK4. Taxa de 1,25kbps no modo extremamente robusto, DCSK4 com código de repetição. Sob a norma CENELEC pode trabalhar à 2,5Kbps usando DCSK4 no modo robusto e 0,625Kbps no modo extremamente robusto.

Utiliza CRC-8 para os cabeçalhos dos pacotes e CRC-16 para a mensagem. Deve possuir imunidade a ondas contínuas interferentes suportando SNR de até -25dB e deve ser capaz de suportar ruído AWGN e ruído periódico causado pelas harmônicas da rede para SNR superior à -5dB. Apresenta resistência ao ruído impulsivo, distorção linear e não linear, erros de sincronização e “jitter”. Consegue lidar com variações rápidas do canal e recuperar-se de desvanescimento completo ou perda total do enlace.

O bloco principal é uma forma de onda “chirp”de 800 micro segundos com conteúdo espectral entre 100KHz e 400KHz quando trabalhando sob a norma FCC ou ARIB. A onda básica fica pré armazenada na ROM com 2048 amostras de 10 bits de precisão. Os símbolos são formados a partir de deslocamentos circulares no tempo a partir desta onda básica. No DCSK4 utilizado no modo de transmissão RM são 16 deslocamentos possíveis igualmente espaçados fazendo uma transmissão de 4 bits por símbolo. No DCSK6 utilizado no modo SM são 64 deslocamentos possíveis resultando em 6 bits por símbolo. O fato é que a distância euclidiana entre os símbolos é menor para um menor deslocamento circular fazendo o DCSK4 mais robusto que o DCSK6.

No transmissor, os dados codificados são segmentados em grupos de 4 ou 6 bits, então cada conjunto é associado a forma de onda com deslocamento correspondente. Antes dos dados de cada pacote a onda 7 ondas chirp são transmitida , este preâmbulo é o que

possibilita ao receptor determinar o sincronismo de símbolo para o pacote e saber qual foi o esquema de modulação foi usado.

No receptor, a ondas são recebidas e comparada com a onda pré gravada na ROM para determinação do deslocamento temporal e conseqüentemente da seqüência binária associada.

Cálculo da taxa de transmissão de bits de canal para o Homeplug C&C, na equação B.1:

$$
\begin{aligned}
R_{SM} &= \frac{6}{800 \times 10^{-6}} = 7,5kbps \\
R_{RM} &= \frac{4}{800 \times 10^{-6}} = 5,0kbps \\
R_{ERM} &= \frac{4}{800 \times 10^{-6} \times 4} = 1,25kbps
\end{aligned}
\tag{B.1}
$$

No modo de transmissão extremamente robusto ERM quatro formas de onda Chirp de 800 micro segundos são encadeadas para formar um símbolo com 16 possibilidades e maior distância euclidiana.

B.4.2 Camada MAC

A subcamada MAC de controle de acesso ao meio de comunicação no protocolo Homeplug 1.0 compreende uma série de serviços e padrões adotados listados a seguir permitindo o acesso conjunto de entidades Homeplug CC no mesmo meio sem interferência mútua.

- Acesso ao meio com protocolo CSMA/CA adaptativo
- Endereçamento a partir de 1023 redes lógicas e 2047 endereços lógicos por rede
- Serviços de Ack e Unack de camada 2
- Fragmentação (blocos de 110 bytes) e reconstrução de longos pacotes (até 1760 bytes de dados) a serem transmitidos
- Comunicação entre redes lógicas.
- Segurança baseada em encriptação AES 128 bit com autenticação e proteção

Os serviços a serem disponibilizados pelas camadas superiores para compatibilização de diferentes fabricantes ainda encontram-se em fase de aprovação e testes finais pela HomePlug Aliance.

Apêndice C

Protocolos PLC, banda larga

A padronização dos protocolos para comunicação banda larga utilizando da rede elétrica é uma questão demandante de um enorme esforço por parte das associações industriais interessadas ex: Plcforum, CEPCA, PLCA, PUA, PLC-J, UPLC, OPERA, Homeplug, PTF, IPFC. A discussão gira na definição de mecanismos de coexistência entre os diversos protocolos já existentes Ex: Spidcom "in-home", Spidcom "access", DS2 "in-home", DS2 "access", Homeplug 1.0, Homeplug AV e Homeplug BPL. Parece que no cenário mundial não será realizada a escolha de um padrão único, enquanto na europa a comissão européia atribuiu o grupo de trabalho OPERA (OPEN PLC EUROPEAN RESEARCH ALLIANCE) a recomendação de um padrão e a proposta se aproxima do DS2, esperava-se que o IEEE sediado nos Estados Unidos cria-se um padrão próximo ao Homeplug AV, mas ao invés disso foi instituido o padrão P1910, duas opção incopatíveis para a camada física e suas opções incompatíveis para a camada MAC o que tem gerado bastante controvérsia.

Dada a normatização incipiente, serão discutidos os protocolos considerados de maior relevância Homeplug 1.0, Homeplug AV e OPERA/DS2.

C.1 Homeplug 1.0

A HomePlug Powerline Alliance é uma organização sem fins lucrativos que foi formada em Março de 200 por um grupo de empresas líderes de mercado para estabelecer um padrão de comunicação para os produtos baseados em comunicação pela rede elétrica. O primeiro padrão foi liberado em junho de 2001, o Homeplug 1.0.

C.1.1 Camada Física

O Homeplug 1.0 tenta solucionar os problemas comuns a comunicação PLC com o uso de um sistema de transmissão adaptativo, um sistema robusto de transmissão combinado com técnicas sofisticadas de correção de erro FEC (Forward Error Correction), ARQ (Automatic Repeat Response), entrelaçamento de dados e outras já consagradas nos sistemas de comunicação de dados de alta velocidade.

A técnica de transmissão OFDM (Ortogonal Division Multiplexing) é a base para o sinal Homeplug. É uma técnica bem conhecida na literatura e na indústria e é usada atualmente na tecnologia DSL, TV digital, rádio digital, além de estar sendo adotada para os

sistemas celulares de última geração. A idéia básica é a divisão do espectro disponível em em várias portadoras de banda estreita, cada portadora fica encarregada de uma pequena parcela da taxa de transmissão, esta parcela, assim como a potência de cada subportadora pode ser atribuída dinamicamente. Para que seja obtido o máximo de eficiência espectral aceita-se que haja sobreposição na resposta em freqüência de cada subportadora, mas mesmo assim elas mantém a ortogonalidade entre si. Cada subportadora pode ser modulada com uma diferente constelação de símbolos possíveis em acordância com a taxa de transmissão nesta. Ao escolher com que cada subportadora tenha tenha banda bastante estreita, isto faz com que a resposta em freqüência do canal nesta subportadora reduza-se a uma simples constante complexa simplificando enormemente o esforço computacional de equalização. Assim sendo um canal com desvanecimento seletivo se reduz a vários canais com desvanecimento plano.

A técnica OFDM utilizada no Homeplug 1.0 é especialmente adaptada para utlização na rede elétrica. Ela utiliza:

- 84 portadoras igualmente espaçadas entre 4.5MHz e 21MHz.
- Para simplificação do processo de equalização é utilizado o prefixo cíclico, aliado a técnicas de modulação diferencial em cada subportadora como DBPSK ou DQPSK.
- Adaptação dinâmica da taxa de dados, potência e escolha otimizada da codificação FEC utilizada e sua taxa em cada subportadora. Portadoras severamente afetadas pelo canal são desligadas. O processo consiste em transmitir cada bit/s de dados na portadora em que isto for menos custoso em termos de potência.
- Contatenação de codificação FEC e entrelaçamento de dados. Viterbi + Reed Solomon. As taxas de codificação para cada modulação, em cada portadora podem variar em entre DBPSK 1/2, DQPSK 1/2 and DQPSK 3/4.

Mas as técnicas de adaptação ao canal OFDM só podem ser utilizadas quando são estabelecidos enlaces ponto a ponto, pois o transmissor necessita da informação que o receptor provê sobre a qualidade da recepção em cada subportadora. Pacotes e quandros transmitidos a todos os nós da rede "Broadcasts"não podem se beneficiar das técnicas de adaptação de canal. Para estes pacotes a modulação ROBO é escolhida. Esta modulação também é usada durante a adaptação de canal para o envio das informações sobre a qualidade da transmissão em cada freqüência.

A tabela C.1 define como fica a taxa de transmissão de dados supondo o estado de transmissão descrito para todas as 84 portadoras.

C.1.2 Controle de acesso ao meio, MAC

O foco do Homeplug 1.0 são as redes domésticas e elas têm de possibilitar o acesso a um conjunto bastante diverso de aplicações: Transferencia de arquivos, Voz sobre IP, Visualização on-line de arquivos de vídeo entre outras. A camada "MAC"deve conciliar as peculiaridades da camada física com especial atenção estas necessidades

A escolha feita foi encapsular os quadros normais definidos no padrão Ethernet IEEE 802.3, escolha que simplifica a integração com os sistemas normalmente utilizados. Cada

Técnica	Codificação	Taxa final, Mbps
DQPSK	Código convolucional com taxa 3/4 e Reed Solomon	**13,78**
DQPSK	Código convolucional com taxa 1/2 e Reed Solomon	**9,19**
DBPSK	Código convolucional com taxa 1/2 e Reed Solomon	**4,59**
ROBO	Código convolucional com taxa 1/2 , Reed Solomon, DBSK e redundância. Cada Bit é transmitido quatro vezes com diversidade de tempo e freqüência.	**1,02**

Tabela C.1: Tabela com possíveis técnicas de modulação e codificação do Homeplug 1.0

pacote ethernet é encapsulado em um quadro, quando os pacotes Ethernet são maiores do que o quadro Homeplug, eles são fragmentados no transmissor e reconstruídos no receptor. São utilizados dois formatos básicos para os quadros o formato longo e o curto. O quadro longo consiste de dois delimitadores, de início (SOF-Start Of Frame) e de fim (EOF - End Of Frame) e dos dados que carrega como na figura C.1. O quadro curto consiste apenas do delimitador, nele que podem estar as requisições de repetição da transmissão dos quadros (ARQ-Automatic Repeat Request) corrompidos pelo canal e outras informações de controle.

Conteúdo:		25 bits	17 bytes	Variável	Variável	2 bytes		25 bits
Descrição:	Preâmbulo	Controle de quadro	Cabeçalho do quadro	Corpo do quadro	B-PAD	FCS	Preâmbulo	Controle de quadro
Número de Simbolos OFDM:		4	20 à 160					4
Parte do quadro:	SOF		Dados do quadro				EOF	

Quadro longo

Conteúdo:		25 bits
Descrição:	Preâmbulo	Controle de quadro
Número de Simbolos OFDM:		4

Quadro curto

Figura C.1: Tipos de quadros no Homeplug 1.0

Todos os delimitadores seguem uma estrutura comum, consistindo de preâmbulo e informação de controle de quadros. O preâmbulo é construído a partir de um sinal spread spectrum para garantir sua detecção, é usado para marcar o início e fim dos quadros. A

informação de controle dos quadros é codificada com a utilização da modulação Turbo pelo fato desta ser bastante robusta, ela traz a informação de sincronização que é usada para a determinação da disponibilidade do meio físico reduzindo o número de colisões não intencionais. O conteúdo dos delimitadores é apresentado na figura C.2.

Tipo do delimitador	Campo	significado
SOF	tipo	Indica se é um SOF pressupondo um quadro curto em resposta ou se é um SOF que não espera um quadro curto em resposta.
	Controle de contensão	Quando setado para 1 proíbe todos os nós Homeplug de acessar o canal para fazer uma transmissão de pacotes de prioridade menor que o pacote atual.
	tamanho do quadro	Define quandos símbolos OFDM serão utilizados pelos dados.
	Mapa das subportadoras	Define as informações de qualidade de cada subportadora como foram detectadas pelo receptor.
EOF	Tipo	Indica se é um EOF pressupondo um quadro curto em resposta ou se é um EOF que não espera um quadro curto em resposta.
	Controle de contensão	É redundante com o controle de contenção do SOF para ajudar na sincronização.
	Prioridade de acesso ao canal	Indica a prioridade do quadro longo atual.
Resposta	tipo	Pode indicar um ACK ou NACK de resposta ou FAIL.

Figura C.2: Composição da informação nos delimitadores

Os primeiros 17 bytes dos dados contem o cabeçalho do quadro, neste campo está a informação sobre os endereços de origem e destino e aspectos relativos a segmentação da informação original. Na tecnologia Homeplug 1.0, Os dados estão limitados à 160 símbolos OFDM, aproximadamente $1,3ms$ de duração, isto ajuda a reduzir a latência do tráfego de alta prioridade. Os 17 bytes também contém informação para a reconstrução dos pacotes originais IEEE 802.3 que foram fragmentados por ser muito longos. Finalmente o FCS (Frame Check Sequence) é usado para detecção de erros não corrigidos.

O algorítmo de resolução de contenção utilizado no Homeplug 1.0 funciona em dois passos: Logo após um quadro longo e sua possível resposta, que é um quadro curto, são atribuídos dois slots de tempo definindo janelas de resolução de prioridade PRS, estas janelas correspondem as quatro prioridades do Homeplug 1.0. Os nós transmitem o seu sinal de prioridade ou não nas janela PRS0 e PRS1 da figura C.3, isto determina a identificação de qual prioridade poderá disputar o canal no segundo passo por todos os nós. Após a definição de prioridade é atribuído um número, a partir da demanda de

trafego, de slots de resolução de contenção. O controle do acesso ao meio é definido nos moldes do protocolo CSMA/CA, cada nó escolhe aleatoriamente um dos slots, o primeiro que iniciar o processo de transmissão de mensagem domina o canal.

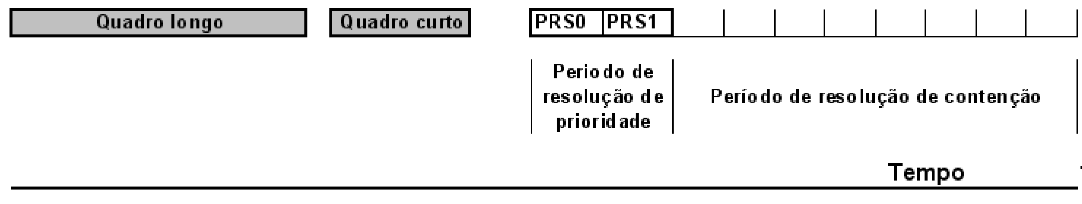


Figura C.3: Homeplug 1.0 Diagrama do algorítmo de contenção

C.2 Homeplug AV

O padrão Homeplug AV representa a geração mais avançada de comunicação PLC em banda larga da Powerline Alliance em relação ao Homeplug 1.0. Sua proposta é possibilitar vídeo de alta qualidade, múltiplos downloads, possibilitar comunicação relacionada ao entretenimento na rede PLC. Este padrão garante a interoperabilidade com o Homeplug 1.0 e emprega tecnologias avançadas na camada física e de acesso ao meio. Garante comunicação robusta e se aproximando-se do limite de Shannon de capacidade do canal PLC para redes domésticas. O acesso ao meio pode ser controlado por mecanismos tanto do tipo CDMA como TDMA. O protocolo TDMA visa garantir os requisitos de latência, "Jitter"e reserva de banda, o CSMA garante os quatro níveis de prioridade como no Homeplug 1.0 e utilização plena do canal. O padrão usa de sincronização baseada no sinal de 50-60Hz da rede garantindo um melhor desempenho frente aos tipos de ruído que são naturalmente sincronizados com esta.

Diferentemente do Homeplug 1.0 onde não há controle central do canal, no homeplug AV existe o (CCo), Coordenador central, que controla as atividades da rede alocando o uso do CSMA e TDMA. O padrão possibilita funcionalidades avançadas de gerência de rede e configuração plug and play. Possui encriptação de 128 bits com mudança automática da chave utilizada. O design permite a participação das entidades em múltiplas redes Homeplug AV e é compativel com nós no padrão Homeplug 1.0.

As entidades de alto nível (HLEs) na figura C.4 podem ser servidores, aplicativos ou "bridges". Os HLEs Fazem Interface direta com o protocolo Ethernet, como seu predecessor, o que torna fácil a integração com todos os sistemas que trabalham com o protocolo IP. A arquitetura pode ser dividida em duas partes. Existem duas interfaces SAP (Service Access Points) entre as entidades de alto nível e o protocolo: uma visando o envio de dados e outra visando a gerência de rede. A porção que lida com a transmissão de dados e é dividida nas seguintes camadas: Camada de convergência, interface M1 entre a camada de convergência e a camada MAC, camada MAC, interface PHY entre a camada MAC e a camada Física, camada Física e interface com o meio. A segunda parte lida diretamente

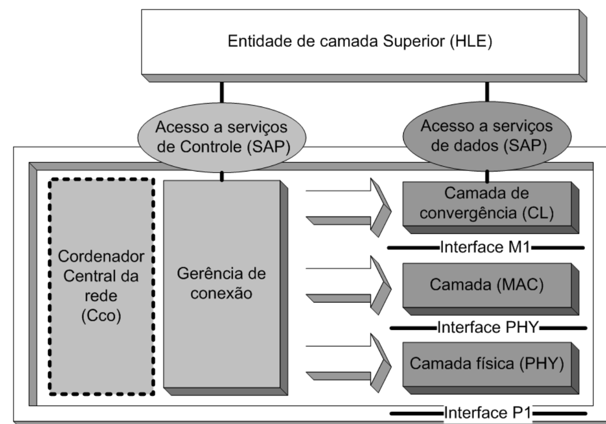


Figura C.4: Arquitetura de um nó Homeplug AV

com a gerencia e controle de todo o processo;, apesar de um plano de controle estar sendo executado em todos os nós, existe apenas um nó na rede HPAV que faz o controle central (CCo) da utilização do canal.

C.2.1 Camada física

A faixa de freqüências utilizada pelo Homeplug AV está entre 2 e 28 MHz, A taxas que podem ser atingidas pelo protocolo são 200Mbps de canal e 150 Mbps de informação. O protocolo usa a tecnica de transmissão OFDM com ajanelamento, usa 917 portadoras de dados e intervalo de guarda flexível. O ajanelamento reduz o espalhamento espectral de cada portadora permitindo a adaptação eficiente frente a nulos bastante estreitos. A modulação de cada subportadora pode variar de BPSK, com 1 bit por símbolo, até 1024 QAM com 10 bits por símbolo, sendo o carregamento de cada portadora em acordo com o canal observado. Para maior robustez é usado entrelaçamento e o código convolucional turbo.

Na camada física do transmissor Homeplug AV existem três interfaces com a camada MAC, uma entrada de dados de controle de quadro, uma entrada de dados comum e uma entrada de dados para controle de quadro do padrão Homeplug 1.0, o objetivo desta entrada é garantir a compatibilidade dos equipamentos quando os dois protocolos convivem no mesmo meio. O processo de modulação ocorre como descrito na figura C.5.

No receptor o AFE opera junto com um controle automático de ganho (AGC) e um módulo de sincronização. O sinal recebido alimenta suas FFTs. O processo de recepção AV utiliza FFT 3072 pontos para cada símbolo OFDM recuperando os dados de controle de quadro e a unidade de dados. Em paralelo é alimentada uma FFT de 384 pontos com o objetivo de recuperar a informação de controle de quadro 1.0 se houver. Na recepção Homeplug AV são realizadas as operações de estimação de ruído de cada portadora, De-mapeamento, De-entrelaçamento, De codificação convolucional turbo e desembaralhamento da informação.

A política de utilização do espectro é flexível, permitindo adaptações para adequação

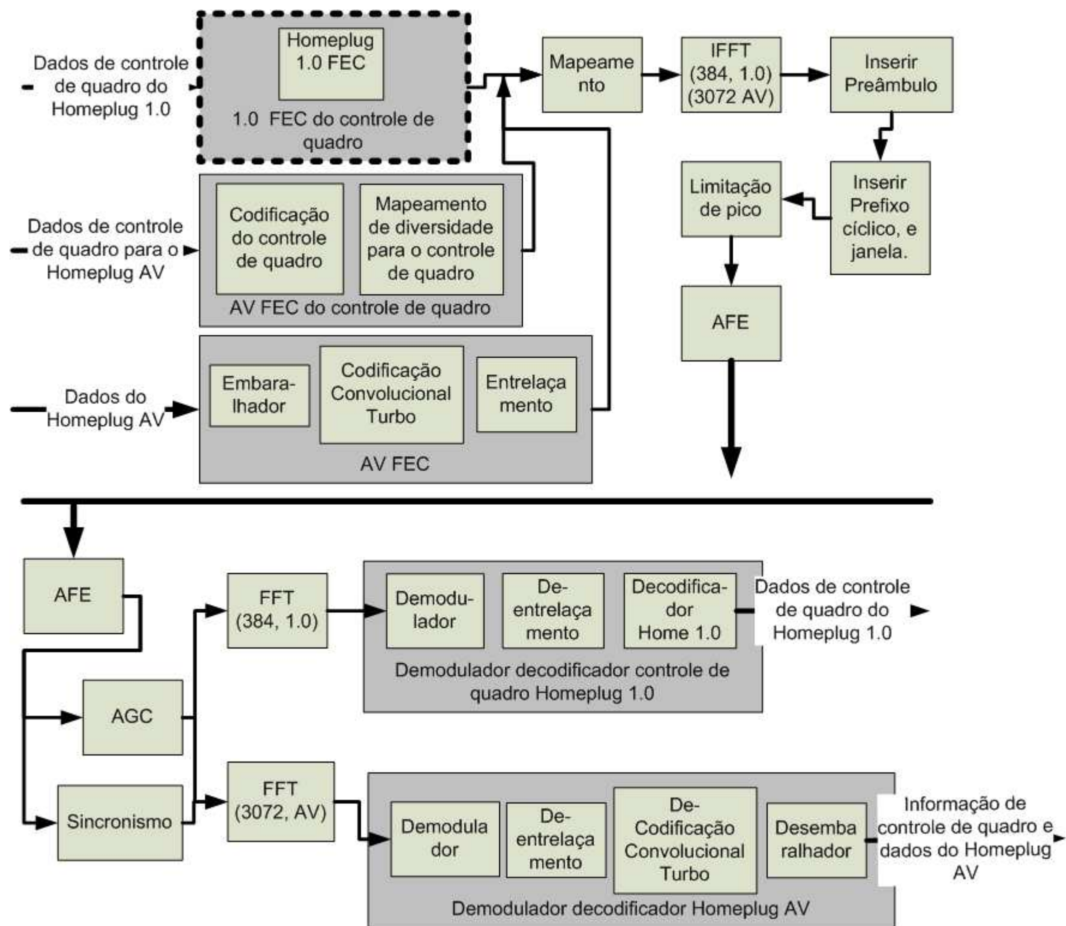


Figura C.5: Diagrama de camada física do Homeplug AV

a normatizações locais ou a situações específicas de intalação, nulos espectrais podem ser setados via software alterando o conjunto de subportadoras habilitadas.

C.2.2 Camada MAC

O HPAV possibilita o uso de um protocolo orientado a conexões e sem contenção, garantindo banda, latência mínima e qualidade de serviço a partir do protocolo de acesso ao meio TDMA. Tudo se baseia em alocação de slots de tempo de duração adequada. O HPAV também possibilita acesso ao meio não orientado a conexões, existindo contenção baseada em prioridade utilizando o protocolo CSMA/CA. É utilizada uma entidade Coordenadora Central (CCo) para gerenciar o processo de conexão ao meio físico de maneira flexível, ela determina os agendamentos de utilização dividindo o tempo em slots em que não há contenção e slots em que há contenção. A unidade CCo divide o tempo de utilização do meio físico em três períodos principais que se repetem cíclica e ordenadamente completando um ciclos de transmissão no homeplug AV como ilustrado na figura C.6.

1. Beacon: A sinalização de alocação dos SLOTs de tempo, é transmitida pela unidade

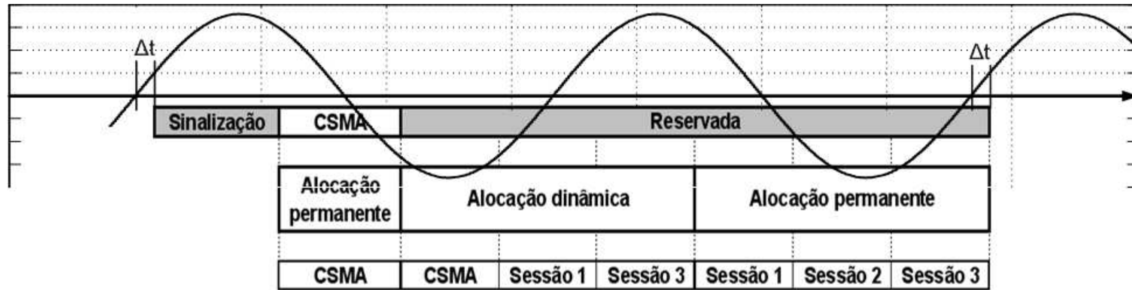


Figura C.6: Alocação TDMA no HomePlug AV.

CCo, utilizando modulação e codificação extremamente robustas. Neste período são indicados os intervalos pré alocados e transmitidas mensagens indicadoras de possibilidade de uso destes TxOPs (Transmit Opportunities), sincroniza e orienta a utilização do meio físico pelas entidades. O intervalo entre um Beacon Period e o próximo sempre dura um número inteiro de ciclos da rede. De uma maneira geral a alocação dos intervalos de tempo permanece a mesma durante vários ciclos de transmissão, a informação sobre esta permanência de agendamento também é transmitida, o que faz com que as entidades não sejam afetadas caso percam a sinalização em alguns ciclos.

2. CSMA: É um intervalo de tempo em que as entidades podem dividir o acesso ao canal seguindo o protocolo CSMA/CA de modo semelhante ao HomePlug 1.0. Caso estejam presentes no mesmo canal as entidades Homeplug 1.0 se comunicam neste período.

3. Reserved: Neste intervalo são realizadas as transmissões para as quais foram pré alocados intervalos de tempo determinados. SLOTs reservados TDMA que apresentam permanência num número de ciclos de transmissão predefinido, fazem com que a rede Homeplug possa garantir QoS para aplicações sensíveis. Permitem às HLEs a utilização de serviços como: Banda garantida, taxa de erros praticamente nula, latência fixa e controle de “Jitter”. O período reservado também apresenta SLOTs com permanência de apenas um ciclo de transmissão, estes são usados quando o CCo detecta que algumas conexões necessitam de rajadas de dados eventuais para garantir QoS. Os dois tipos de alocações anteriores não necessitam de mecanismos de contenção. Quando o tempo reservado aos SLOTs sem permanência não é utilizado, este pode ser dividido pelas entidades com algorítmo de contenção CSMA.

Quando o HLE envia sua requisição de transmissão ao CM, este especifica as necessidades de conexão e manda uma requisição para o CCo, a depender da utilização do canal o CCo permite que haja um “reconhecimento do canal”pela entidade, o receptor então gera um mapa indicativo de como devem ser carregadas as portadoras. O sinal de reconhecimento é enviado para o transmissor e também para o CCo para que os SLOTs de tempo possam ser alocados corretamente, dando início ao estabelecimento do enlace.

C.3 OPERA-DS2

O padrão OPERA-DS2 se baseia em uma arquitetura do tipo mestre escravo garantindo o acesso ao canal a partir do controle de "Token". Existem três tipos básicos de entidades:

- A rede, temporizações e o acesso ao canal são controlados pela entidade "Head End", no Brasil conhecida como entidade "mestre PLC"que certifica-se que os recursos são alocados de forma a garantir a qualidade de serviço necessária, o "Head End"é a unidade responsável por distribuir os "tokens".
- Para aumentar o alcance possível e para permitir ainda o re-uso espacial são usadas entidades repetidoras, estas unidades repetidoras podem se basear tanto em diversidade no tempo TDRs (Time Division Repeaters) como em Frequência (Frequency Division Repeaters).
- Finalmente as entidades CPE (customer Premisses Equipment) que apenas comunicam-se e não tem função de controle da rede.

A arquitetura permite diversos tipos de topologias, mas em cada rede PLC deve haver um nó HEAD END, este nó se comunica-se ou com unidades repetidoras ou com unidades CPE, cada unidade repetidora pode se comunicar com outras unidades repetidoras ou com unidades CPE. É formada geralmente uma topologia em árvore, como na figura C.7, que é adequada às instalações elétricas .

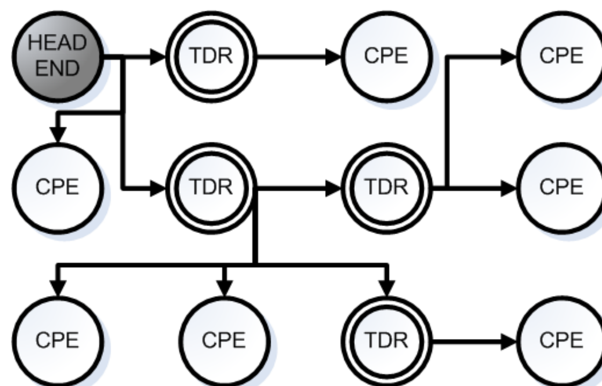


Figura C.7: Topologia da rede DS2

C.3.1 Camada Física

A camada física, assim como no Homeplug AV é baseada na técnica de transmissão OFDM, esta é escolhida pela sua capacidade inerente de adaptação a canais seletivos em freqüência, sua resistência a sinais interferentes e ao ruído impulsivo.

Para codificação é utilizada a codificação "trellis Coded"com quatro dimensões (4D) associada correção FEC baseada em Reed Solomon, técnicas especialmente adaptadas

para lidar com os problemas inerentes ao canal Powerline. Estes mecanismos são complementados por técnicas de entrelaçamento e embaralhamento.

A banda de operação é configurável, possivelmente 10, 20 ou 30 MHz. É possivel a utilização de mecanismos de máscara de potência, limitando a potência em freqüências específicas. A flexibilidade de configuração da banda permite o suporte a mecanismos de coexistência e repetidores baseados em (FDMA) "frequency division multiple access". A máxima taxa de transmissão que pode ser atingida pelo sistema OPERA baseado no sistema DS2 é 204.94 Mbps

Os parâmetros de modulação de cada par transmissor/receptor é adaptado em tempo real considerando a qualidade da transmissão em cada subportadora, assim a taxa em cada subportadora ajustada.

A padronização para os transmissores de transmissão PLC em banda larga pode ser diferente em cada país ou região, pois o mesmo espectro utilizado pelo serviço pode já estar atribuído a outros serviços como rádio amador ou outros. Neste protocolo é possível a configuração de "notches"ou seja pode-se desabilitar um conjunto de subportadoras desejadas para evitar interferências com estes serviços. O ajanelamento dos símbolos OFDM utilizados permite que esses nulos espectrais configurados fiquem 30dB abaixo das portadoras laterais sem perda de performance.

O simbolo OFDM DS2 OPERA

O simbolo OFDM utilizado utiliza 1536 subportadoras, com carga entre 1 a 10 bits por portadora por símbolo. Com este grande número de subportadoras a relação sinal ruído pode ser avaliada com precisão em cada subportadora e nulos espectrais muito estreitos podem ser conseguidos ou tratados sem impacto para as portadoras subjacentes.

A camada física fornece dois graus de confiabilidade:

O primeiro é chamado de modo HURTO (High-performance Ultra-Redundant Transmission OFDM) este modo é aplicado para a informação que é crítica para operação confiável do sistema como os cabeçalhos dos "Bursts"e informação de controle, para atingir isto um esquema especial de codificação, entrelaçamento e redundância em freqüência é utilizado junto à um esquema robusto de modulação para assegurar a recepção correta na pior condição possível do canal.

Os dados normais são transmitidos utilizando mapeamento adaptativo ajustado as características do canal, obtendo o máximo de taxa em cada caso. A adaptação inclui não só a escolha dos bits por portadora como também a utilização otimizada da codificação Reed Solomon.

Quando a sequencia binária do símbolo OFDM é construída é utilizada a modulação TCM 4D (Trellis Coded Modulation 4 dimensional), aumentando ainda mais a confiabilidade do sinal transmitido. Depois da modulação independente de cada subportadora todo o espectro é modulado utilizando-se uma IFFT o prefixo cíclico é adicionado e o símbolo passa por um ajanelamento.

O bloco final é o modulador em quadratura que permite a alocação da banda de transmissão em diferentes freqüências o AFE (Analog Front End) e o acoplador para injetar o sinal OFDM na linha de energia

C.3.2 Camada MAC

A tecnologia OPERA gerencia o acesso ao canal de duas formas: a primeira utiliza o ADTDM (Advanced Dynamic Time Division Multiplexing) que é otimizado para uso distribuição de sinais de áudio e vídeo; quando alta performance, reserva de banda, prioridade de tráfego e QoS são condições necessárias. O ADTCM provê tráfego livre de colisões para todos os nós na rede PLC DS2 e sete diferentes níveis de prioridade para atender diferentes aplicações. Esta alocação do tempo é baseada em "Tokens"

A segunda forma utiliza o CSMA, que é utilizado para aplicações em que os nós passam a maior parte do tempo inativos, transmitindo rajadas de dados de maneira não determinística e sem exigências restritivas de latência ou taxa. Os nós que disputam o canal segundo o protocolo CSMA são: Nós não registrados para tentar começar a participar da rede. Nós inativos que tem pacotes pendentes a serem transmitidos. Nós sendo utilizados em aplicações que não tem tráfego constante, mas em rajadas seguidas de inatividade. Nós que tentam requisitar recursos da rede. Periodicamente as entidades HE ou TDR permitem o envio de quadros CSMA para permitir um acesso justo ao canal.

Formato do quadro

Dois tipos possíveis para os quadros transmitidos: quadros regulares e quadros de estimação de canal. Quadros regulares são utilizados entre os nós e terminados por um token. A utilização do token é uma das principais diferenças entre o padrão Homeplug AV e o DS2. Quadros regulares que contêm rajadas de carga útil podem ser endereçados a mais de uma unidade para aumento da eficiência. Dependendo do tipo de token os quadros regulares podem ser classificados em :

- Quadros de dados, que contêm um token para dar acesso ao canal a outros nós.
- Quadros de silêncio, que são similares aos quadros de dados mas o token é retido pelo nó transmissor.
- Quadros de polling, que são usados pelos Head ends para atualizar o estado das conexões. Periodicamente os nós inativos da rede são "Polled"para checar se estes têm quadros pendentes. Quando recebe um quadro de "Polling"o nó responde com um sinal não modulado se tem dados a transmitir. Nós inativos não recebem tokens para economizar os recursos de canal.
- Quadros de acesso, são utilizados pelo Head End e nós repetidores para convidar novos nós para participação ativa na rede PLC formada. Quando da recepção de um quadro de acesso, os novos nós disputam o acesso ao canal usando um algorítmo de controle de contenção. Após a resolução da contenção o repetidor ou o Head end e o novo nó iniciam a negociação dos parâmetros de conexão.
- Quadros de resposta de acesso, são respostas aos quadros de acesso.
- Quadros de dados não retornáveis, são usados para dar acesso ao canal a vários nós simultâneamente e possibilitando o proveito da diversidade espacial que pode existir na rede. O re-uso espacial aumenta a capacidade de tráfego da célula PLC.

- Quadros de temporização, são usados para sincronizar todos os nós da rede. Cada nó compara o instante de chegada do quadro de temporização com seus relógios internos e realiza compensações.

- Quadro CSMA, é utilizado para permitir que nós inativos possam ter acesso ao canal. Este quadro é endereçado a nós inativos que tem dados a transmitir pode transformá-los em nós ativos, ou nós inativos que transmitem rajadas de dados. Os nós competem utilizando um algorítmos de contenção para utilizar o canal para transmissão.

- Quadros distribuidores, são usados para dar acesso ao canal a uma lista de nós. Este quadro indica a ordem dos nós, a sessão em que a transmissão é permitida e a duração máxima. O nó mestre pode configurar a lista em até 5 nós.

- Quadros de estimação de canal são enviados periodicamente a cada nó para que o número de bits por portadora possa ser corretamente ajustado.

Cada quadro regular é composto de uma série de “bursts”. Dentro de cada “burst”, um cabeçalho de enlace lógico, contendo os endereços das unidades transmissora e receptora é seguido dos dados. Num mesmo quadro regular, podem haver diferentes endereços destino em para cada “burst”contido no quadro para aumentar a eficiência de utilização do canal.

O dados de cada “burst”são compostos de uma sequência de fragmentos de pacotes originais Ethernet, a cada fragmento é adicionada uma redundância e um identificador e assim eles são encapsulados nos “bursts”como descrito na figura C.8.

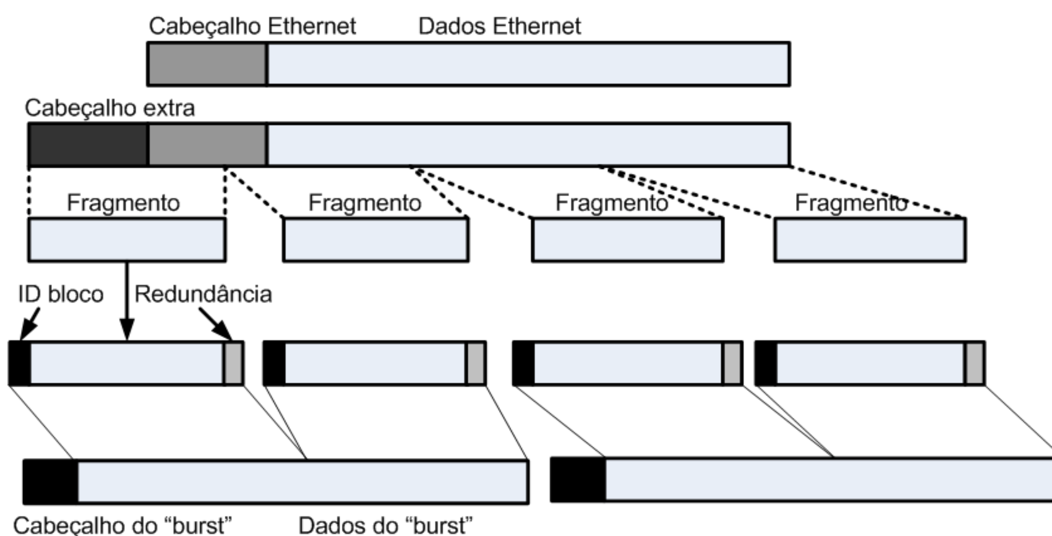


Figura C.8: Formação dos Bursts a partir dos pacotes Ethernet.

Quando o “Head End”passa um “Token”para uma outra unidade, passando o direito de acesso ao canal para esta, ele o faz por um tempo pré-determinado, ou seja, o controle do canal deve ser devolvido a ele dentro deste. A figura C.9 representa um exemplo de troca

de mensagens numa rede de 3 elementos a unidade A, "Head End"manda a primeira mensagem primeiramente um identificador para controle, seguido de um "burst"para unidade B e depois, um "burst"para unidade C, na seqüência dá o acesso ao canal para B passando o "token", B manda sua identificação, transmite um "burst"para A e depois outro para C, e devolve o "Token"para A; A transmite seu identificador, transmite um "Burst"B e passa o "Token"para C; C por não ter dados a transmitir devolve imediatamente o o controle de canal para A.



Figura C.9: Passagem de Token

Com os Tokens Controlados pela unidade "Head End"é possível evitar completamente as colisões, removendo a incerteza sobre a latência nas transmissões. O tempo que cada nó vai levar para ter acesso ao canal é determinístico, e praticamente nenhuma banda é gasta com nós que não tem dados para transmitir já que o controle retorna imediatamente ao "Head End"

Existem ainda dois mecanismos complementares de distribuição de "Tokens"que permitem o re-uso espacial de um mesmo SLOT tempo freqüência tornando mais eficiente o acesso ao canal, aproveitando as topologias de rede em árvore.

Token não retornável: É transmitido a partir do mestre para até oito escravos geralmente unidades TDR. Estes tokens indicam quais são os nós destino e por quantos símbolos é permitida a transmissão de cada um deles. Ou seja permite a convivência de mais de um token simultaneamente na mesma rede por um período de tempo pré-determinado.

Token de distribuição: Este token dá o direito de transmissão para uma lista de nós, indicando a sessão em que cada um deles pode transmitir a ordem em que eles utilizarão o canal e o tempo de transmissão para cada um.

Com este mecanismo, dois ramos em uma topologia em árvore, em repetidores diferentes podem operar em paralelo.

Os protocolos auxiliares que rodam nesta rede são

- Sub-protocolo para lidar com novos nós se juntando a rede
- Sub-protocolo para descobrir automaticamente a topologia da rede, isto faz com que a rede possa reconhecer os caminhos para comunicação entre os não que não tem visibilidade direta a partir dos repetidores corretos.
- Sub-protocolo para aprender quais dispositivos e Hosts podem ser atingidos por cada nó da rede baseado no modelo IEEE 802.1d
- Sub-protocolo para lidar com a desconexão da rede

- Sub-protocolo para recuperação de Token quando um nó é desconectado enquanto o retinha.
- Sub-protocolo para de economia de energia quando em inatividade.

Bibliografia

Abad, J., A. Badenes, J. Blasco, J. Carreras, V. Dominguez, C. Gomez e S. Iranzo (2003), 'Extending the power line LAN up to the neighborhood transformer', *Communications Magazine, IEEE* **41**, 64 – 70.

Aliance, Homeplug Powerline (2001), Homeplug 1.0, Relatório técnico, HomePlug Powerline Aliance.

Aliance, Homeplug Powerline (2005), Homeplug av white paper, Relatório Técnico HPAVWP-050818, Homeplug Powerline Aliance.

Amirshahi, P. e M. Kavehrad (2005), 'Medium voltage overhead power-line broadband communications; transmission capacity and electromagnetic interference', *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications* pp. 2 – 6.

Amore, M. D. e M. S. Sarto (1997), 'A new formulation of lossy ground return parameters for transient analysis of multiconductor dissipative lines', *IEEE Transactions on Power Delivery* **12**, 303–314.

ANATEL, Agência nacional de telecomunicações, ed. (2009), *Resolução No 527*, Ministério das telecomunicações.

ANATEL, ed. (2006), *Resolução 442 regulamento para certificação de equipamentos de telecomunicações quanto aos aspectos de compatibilidade eletromagnética*, Ministério das telecomunicações.

Anatory, J., N. Theethayi, M. Kissaka e N. Mvungi (2007), 'Broadband power line communications: The factors influencing wave propagations in the medium voltage lines', *Power Line Communications and Its Applications, ISPLC* pp. 127–132.

Arrilaga, Jos e Neville R. Watson (2004), *Power System Harmonics*, John Wiley & Sons.

Banwell, T. e S. Galli (2005), 'A novel approach to the modeling of the indoor power line channel part i: Circuit analysis and companion model', *IEEE Transactions on Power Delivery* **20**, 655 – 663.

Bessonov, L. (1968), *Cours d'Eletrotechnique Theorique*, Editions Ecole Superieur, Moscou.

Biglieri, E. (2003), 'Coding and modulation for a horrible channel', *Communications Magazine, IEEE* **41**, 92– 98.

Bilal, Osama, Yangpo Gao Er Liu e Timo O. Korhonen (2004), 'design of broadband coupling circuits for powerline communication', *ISPLC* .

Blomseth, Rich (2005), *Introduction to the ANSI/EIA/CEA-709.1 Control Networking Protocol*, Echelon Corporation.

Brown, Paul A (1998), 'Some key factors influencing data transmission rates in the power line environment when utilising cariuer frequencies above 1 MHz ', *ISPLC* pp. 67–75.

Cañete, F. J., L. Diaz, J. A. cortes e J. T. Emtrambasaguas (Feb. 2002), 'Broadband modeling of indoor power line channels', *IEEE Transactions on Consumer Electronics* **3**, 175 – 183.

Calliacoudas, Theophanis e Fawzi Issa (2002), 'Multiconductor transmission lines and cables solver, an efficient simulation tool for PLC networks development', *ISPLC* .

Cañete, F. J, L. Diez e J. T. Entrambasaguas (2000), 'Indoor power-line communications: Channel modelling and measurements', *ISPLC* pp. 117–122.

Canete, F.J., J.A. Cortes, L. Diez e J.T. Entrambasaguas (2003), 'Modeling and evaluation of the indoor power line transmission medium', *Communications Magazine, IEEE* **41**, 41– 47.

Carson, J. R. (1926), 'Wave propagation in overhead wires with ground return', *Bell Syst. Tech. J.* **5**, 539–554.

Cavalcanti, Holanda (2004), 'Transmissão com qualidade e segurança', *Revista Furnas* pp. 16–17.

Cavaliere, Fabio e Cesar Bandim (3 e 4 de maio de 2007), 'Comentários sobre o uso de redes de distribuição como meio de comunicação de dados', *Workshop Internacional sobre Power Line Communications* .

Celozzi, S. e M. D'Amore (1991), 'Radio-frequency analysis of carrier channels on multiconductordistribution cable networks', *IEEE Transactions on Power Delivery* **6**, 959–965.

CENELEC, European Committee for Electrotechnical Standardization, ed. (1992), *50065-1 Signalling on Low-Voltage Electrical Installations in the Frequency Range 3 to 148kHz*, CENELEC.

Cervera, F. C. e José Antonio Moreno (2005), d2: Report of installation process of MV and LV couplers, filters and line conditioning devices - d2.1: MV coupling devices, Relatório Técnico 507667, OPERA.

Chang, Tae-Gyu, Nam-Ho Ahn e Hoon Kim (2002), 'A systematic evaluation method for the operation and communication reliabilities of the PLC networked home appliances', *Consumer Electronics, IEEE Transactions on* **48**, 765 – 769.

Chun, D., C.Shin, Y. Park, K. Kim, Y. Cho, G.Yang e Y. Rhee (Aug. 2006), 'Impedance analysis of overhead medium voltage power lines for broadband PLC', *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC* **1**, 196 – 198.

Clayton, Paul R. (1994), *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, John Wiley Sons, 11 1 River Street, Hoboken.

Corripio, Francisco Javier Cañete, José Antonio Cortés Arrabal, Luis Díez Del Río e José Tomás Entrambasaguas Muñoz (2006), 'Analysis of the cyclic short-term variation of indoor power line channels', *IEEE journal on selected areas in communications* **24**, 1327–1338.

Davis, J. L. e A. P. Annan (1989), 'Ground penetrating radar for high resolution mapping of soil and rock stratigrafy', *Geophysics Prospection,* **37**, 531–551.

de Avila, Flavio Rocha e Carlos Eduardo Pereira (2007), 'Tecnologia PLC - a nova era da comunicação de dados em banda larga', *III encontro de tecnologia de informação e comunicação na construção civil* .

de O. Jatobá, Pedro L. (2007), O uso da tecnologia PLC no contexto da realidade brasileira, Relatório técnico, APTEL - ANEEL.

Deri, A., G. Tevan, A. Semlyem e A. Castanheira (1981), 'The complex ground return plane - a simplified model for homogeneous and multi-layer return', *IEEE Transactions on power apparatus and systems* **100**, 3686–3693.

Dostert, Klaus (1997), 'Telecommunications over the power distribution grid - possibilities and limitations', *IIR-Powerline* .

Dostert, Klaus (2001), *Powerline Communication*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ 07458.

Durbak, D. W. e J. R. Stewart (Apr. 1990), 'PLC signal attenuation in branched networks', *IEEE Transactions on Power Delivery* **5**, 878 – 883.

Duval, Guillaume (1998), 'Low voltage network models to the analysis of unexpected phenomena in PLC communications', *ISPLC* pp. 123–133.

Ech (2009), *PL3120 and PL3150 Power Line Smart Transceivers Databook.*

Esmailian, T., F. R. Kschischang e P. G. Gulak (2002), 'An in-building power line channel simulator', *ISPLC* .

Ferreira, H.C., H.M. Grove, O. Hooijen e A.J. Han Vinck (24-27 Sept. 1996), 'Power line communications: an overview', *IEEE AFRICON 4th* **2**, 558 – 563.

Ferreira, Rubens Bruncek (2009), *Rede Compacta - Separador Vertical Polimérico*, CPFL.

Galli, S. e T. Banwell (2005), 'A novel approach to the modeling of the indoor power line channel-part II: Transfer function and its properties', *IEEE Transactions on Power Delivery* **20**, 1869– 1878.

Galli, S. e T.C. Banwell (2006), 'A deterministic frequency-domain model for the indoor power line transfer function', *IEEE Journal on Selected Areas in Communications,* **24**, 1304 – 1316.

Gore, R. N., E. A. Andarawis e D. M. Davenport (2005), 'Design methodology for power-line coupling circuit a system-level and monte carlo simulation based approach', *Power Line Communications and Its Applications, 2005 International Symposium on* pp. 270 – 274.

Grainger, John J. e Willian D. Stevenson (1994), *Power System Analysis*, Mac Graw Hill.

Henry, Paul S. (2005), 'Interference characteristics of broadband power line communication systems using aerial medium voltage wires', *IEEE Communications Magazine* **43**, 92–98.

Hensen, Christian, Dr. Wolfgang Schulz e Sascha Schwane (1999), 'Characterisation, measurement and modelling of medium voltage power-line cables for high data rate communication', *ISPLC* pp. 37–44.

Hooijen, Olaf G. (1998*a*), 'A channel model for the residential power circuit used as a digital communications medium', *IEEE transactions on electromagnetic compatibility* **40**, 331–335.

Hooijen, Olaf G. (1998*b*), 'On the relation between network-topology and power line signal attenuation', *Proceedings of the IEEE International Conference on Power Line Communications and Its Applications ISPLC'98* pp. 45–56.

Hrasnica, H., A. Aldine e R. Lhnert (2004), *Broadband Powerline Communications Networks Design*, John Wiley & Sons Ltd, The Atrium.

IEEE, Power Engineering Society, ed. (1980), *An American National Standard, IEEE Guide for Power-Line Carrier Applications*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 345 East 47th Street, New York, NY 10017, USA.

Karl, M. e K. Dostert (22-25 Sep. 1996), 'Selection of an optimal modulation scheme for digital communications over low voltage power lines', *IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications* **3**, 1087–1091.

K.Dostert (3 e 4 de maio de 2007), 'Possibilities and limitations of using electrical power distribution grids for communication purposes', *Workshop Internacional sobre Power Line Communications* .

Lee, George, Ram Das Rao e Yehuda Cern (2003), 'Demonstration of the technical viability of PLC systems on medium- and low-voltage lines in the united states', *Communications Magazine, IEEE* **41**, 108 – 112.

Lin, Yu-Ju, H.A. Latchman, Minkyu Lee e S. Katar (Dec. 2002), 'A power line communication network infrastructure for the smart home', *Wireless Communications, IEEE* **9**, 104 – 111.

Maia, Felipe (2008), 'Eletropaulo diz que "internet pela tomada"chega a SP em 2009'. http://www1.folha.uol.com.br/folha/informatica/ult124u467374.shtml acessado em 20 de dezembro de 2008.

Martinhão, Maximiliano Salvadori (2007), 'PLC testes de campo e considerações da anatel'. Workshop sobre Power Line Communications PLC.

Meng, H., S. Chen, Y. L. Guan, C. L. Law, P. L. So, E. Gunawan e T. T. Lie (2004), 'Modeling of transfer characteristics for the broadband power line communication channel', *IEEE transactions on power delivery* **19**, 1057–1064.

Mey, Vander (1994), 'Timing for spread spectrum communication across noisy media', acessado em http://www.patentstorm.us. US PATENT 5278862.

M.Gotz, M. Rapp e K. Dostert (April 2004), 'Power line channel characteristics and their effect on communication system design', *IEEE Communications Magazine* **42**, 78 – 86.

Montoya, Luis F. (n.d.), 'Performance overview of the physical layer of available protocols'.

Morched, A., L. Marti e J. Ottevangers (1993), 'A high frequency transformer model for the EMTP', *IEEE Transactions on Power Delivery* **8**, 1615 – 1626.

Moreno, José Antonio, M. Rick, E.V.Freydorf e Michael Heina (2008), Design and development of bare overhead line couplers for MV PLC applications, Relatório Técnico 026920, OPERA 2.

Ohno, Osamu, Masaaki Katayama, Takaya Yamazato e Akira Ogawa (1998), 'A simple model of cyclostationary power-line noise for communication systems', *ISPLC* pp. 115–122.

Papadopoulos, T.A., B.D. Batalas, A. Radis e G.K. Papagiannis (2007), 'Medium voltage network PLC modeling and signal propagation analysis', *Power Line Communications and Its Applications, ISPLC* pp. 284 – 289.

Papaleonidopoulos, I.C., C.N. Capsalis, C.G. Karagiannopoulos e N.J. Theodorou (2003), 'Statistical analysis and simulation of indoor single-phase low voltage power-line communication channels on the basis of multipath propagation', *IEEE Transactions on Consumer Electronics, IEEE Transactions on* **49**, 89 – 99.

Papazyan, R., P. Pettersson, H. Edin, R. Eriksson e U. G¨afvert (2004), 'Extraction of high frequency power cable characteristics from s-parameter measurements', *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* **11**, 461.

Papazyan, R. e R. Eriksson (2002), 'Calibration for time domain propagation constant measurements on power cables', *Precision Electromagnetic Measurements, Conference Digest* pp. 232– 233.

Pavlidou, N., A. H. Vinck, J. Yazdani e B. Honaty (April 2003), 'Power line communications: State of the art and future trends', *IEEE Communications Magazine* **41**, 34 – 40.

Philipps, Holger (1998), 'Performance measurements of powerline channels at high frequencies', *ISPLC* pp. 229–237.

Philipps, Holger (1999), 'Modelling of powerline communication channels', *ISPLC* pp. 14–21.

Plano Plurianual de Demanda de Equipamentos e Materiais (2007), Relatório Técnico Volume IV, Eletrobrás.

Rabbie, Harold (n.d.), 'Implementing the LonTalk protocol for intelligent distributed control', disponível em http://www.stitcs.com/CN/lonworks/LonTalk Acessado em 21 de agosto de 2008.

Ragnar Kristjánsson, J. Ronne Hansen (2001), 'A frequency dependent model for δ-yo coupled distribution transformers', *IEEE Porto Power Tech Proceedings* **4**, 4.

Rensburg, Petrus A. Janse Van e Hendrik C. Ferreira (2005), 'Design of a bidirectional impedance-adapting transformer coupling circuit for low-voltage power-line communications', *IEEE transactions on power delivery* **20**, 64–70.

Romano, Rogério Botteon (2007), Testes e experiência do CPqD em sistemas PLC, Relatório técnico, CPqD.

Roncolatto, Ronaldo Antônio (2008), *Rede Primária Condutores Nús 15kV e 25kV - Estruturas Básicas - Montagem*, CPFL.

Sancha, S., F.J. Canete, L. Diez e J.T. Entrambasaguas (2007), 'A channel simulator for indoor power-line communications', *Power Line Communications and Its Applications, ISPLC.* pp. 104 – 109.

Sector, Telecommunication Standardization, ed. (2008), *Recommendation K.60 Emission Levels and Test Methods for Wireline Telecommunication Networks to Minimize Electromagnetic Disturbance of Radio Services*, ITU-T International Telecommunications Union.

Sutterlin, Phil e Walter Downey (n.d.), A power line communication tutorial - challenges and technologies, Relatório técnico, Echelon Corporation.

Tao, Zheng, Yang Xiaoxian, Zhang Baohui, Chen Jian, Yao Zhi e Tian Zhihong (2006), 'Research of noise characteristics for 10-kV medium-voltage power lines', *Power Delivery, IEEE Transactions on* **22**, 142–150.

TMS320C2000 Digital Signal Controller Power Line Communication (2005), Relatório Técnico SPRU714, Texas Instruments.

Tran-Anh, T., P. Auriol e T. Tran-Quoc (Oct.29-Nov.1 2006), 'High frequency power transformer modeling for power line communication applications', *IEEE PES Power Systems Conference and Exposition.* pp. 1069 – 1074.

Vazquez, Marcos Martinez, Theophanis Calliacoudas e Stephan Hamm (2005), D 44 report presenting the architecture of PLC system, the electricity network topologies, the operating modes and the equipment over which PLC access system will be installed, Relatório Técnico 507667, OPERA Open PLC Research Alliance.

Vieira, José Gonçalves (2007), a celg no projeto opera 2 e suas perspectivas de aplicação da tecnologia PLC, Relatório técnico, CELG-ANEEL.

Vukicevic, A., A. Rubinstein, F. Rachidi, M. Rubinstein, Markus Bittner, Denis Bittner e Mikko Maurer (2008), Channel measurements, technical specifications and conceptual design, Relatório Técnico 026920, OPERA.

X10 Theory (n.d.), http://www.smarthomeusa.com/info/x10theory/#theory. Acessado em 3 de maio de 2009.

Xiaoxian, Yang, Zheng Tao, Zhang Baohui, N.H. Xu, Li Changxin e Tong Lixi (2008), 'Investigation of transmission properties on 10-kV medium-voltage power lines part II: Path loss', *IEEE Transactions on Power Delivery,* **23**, 1886 – 1895.

Xiaoxian, Yang, Zheng Tao, Zhang Baohui, Ye Fengchun, Duan Jiandong e Shi Minghui (2007), 'Research of impedance characteristics for medium-voltage power networks', *IEEE Transactions on Power Delivery* **22**, 870–878.

Yang, Jaesoo e Manikopoulos C.N. (1993), 'Performance comparisons of the CEBus with other protocols', *Consumer Electronics, IEEE Transactions on* **39**, 824–831.

Zanetta, Luiz Cera (2006), *Fundamentos de Sistemas Elétricos de Potência.*, Editora livraria da fisica.

Zimmermann, M. e K Dostert (2002*a*), 'Analysis and modeling of impulsive noise in broadband powerline communications', *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* **44**, 249 – 258.

Zimmermann, M. e K. Dostert (April 2002*b*), 'A multipath model for the powerline channel', *IEEE Transactions on Communications* **50**, 553 – 559.